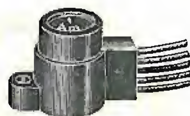
RADIOTECNICA

teorica e pratica

MENSILE DIRETTO DA G. TERMINI

ANNO VI - N. 54 AGOSTO 1955

GRANDE INCHIESTA G.B.C.



AVETE VOI FREQUENTATO UN CORSO RADIO O TV? DOVE? IN QUALE SCUOLA?



Questa nostra inchiesta fra tutti i:

Radioamatori - Rivenditori - Costruttori - Radiotecnici

è da noi lanciata per l'aggiornamento di statistiche e tende a conoscere il più possibile il grado di preparazione tecnica, di tutti coloro che s'interessano del mercato Radio e TV e parti elettroniche. La partecipazione alla nostra inchiesta darà diritto ad uno sconto del 40 % su tutti i prezzi elencati su:



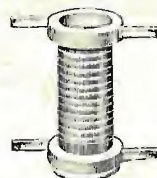
SELEZIONE DI PARTI ELETTRONICHE



ricchissimo volume illustrato, in carta patinata, di oltre 230 pag. con descrizioni ed utilissimi schemi.

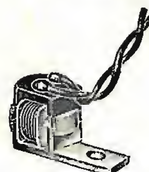
Il volume **SELEZIONE DI PARTI ELETTRONICHE** sarà distribuito in tutta Italia dalla Organizzazione G.B.C.

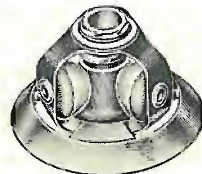
SELEZIONE DI PARTI STACCATE rappresenterà, per gli appassionati e per i commercianti del ramo, un vero e proprio strumento indispensabile di lavoro ed una guida seria e sicura che definisce e spiega l'utilizzazione di ogni singola parte elettronica.



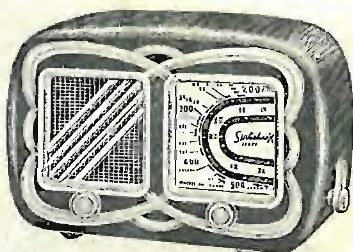
SELEZIONE DI PARTI ELETTRONICHE è un volume che tutti dovranno possedere. Chiedetelo. Il prezzo, puramente di propaganda è di sole L. 400 a chi c'invierà l'importo rispondendo alle suddette domande della nostra inchiesta.

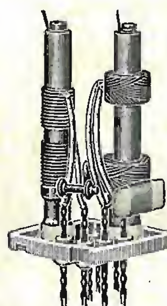
Staccate questa cartolina e speditela immediatamente ! →

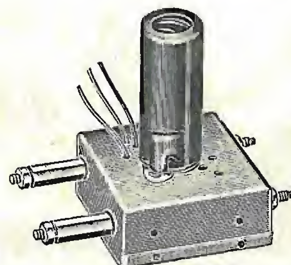












ANALIZZATORE - Mod. 603 - 20.000 Ohm-Volt



CARATTERISTICHE:

- Volt c.c.: Sensibilità 20.000 ohm-V - 10 - 100 - 250 - 500 - 1000
- Volt c.a.: Sensibilità 1000 ohm-V - 10 - 100 - 250 - 500 - 1000
- mA c.c.: 0,05 - 1 - 10 - 100 - 500
- Ohm: 5000 - 50.000 500.000 - 5 M ohm 50 M ohm
- Classe ± 2%
- Garanzia mesi 12

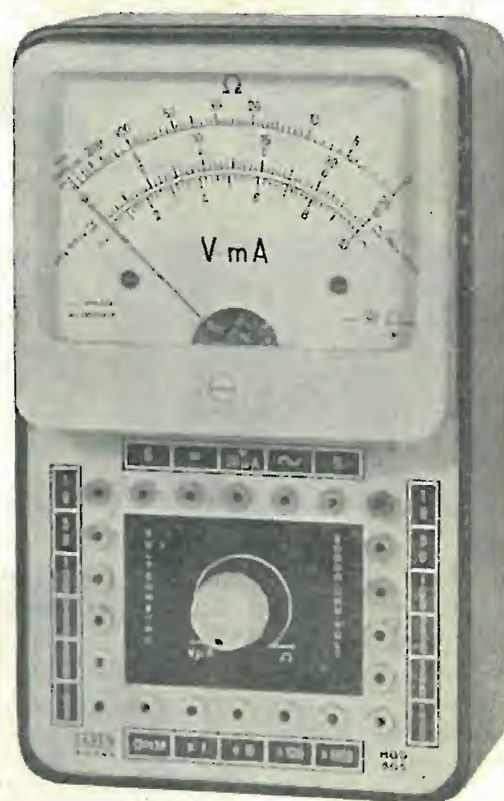
Prezzo netto L. 17.000

Esposizione alla

MOSTRA NAZIONALE della RADIO TV.

(10 - 19 Settembre 1955)

Posteggio A.L.I. N. 125



ANALIZZATORE - Mod. 605

20.000 Ohm-Volt

CARATTERISTICHE:

- 19 portate
- Alta sensibilità e precisione
- Formato tascabile
- Massima praticità d'uso
- Scale ad ampio raggio

PREZZO L. 13.000

ANALIZZATORE PROVAVALVOLE - Mod. 807

Sensibilità 10.000 Ohm-Volt

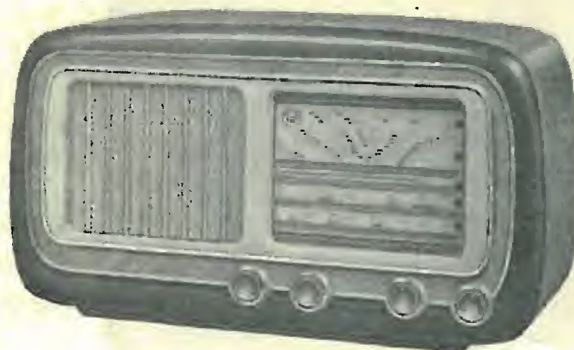
CARATTERISTICHE: Volt. c.c. - c.a. 10 - 100 - 250 - 500 - 1000 ● M.a. c.c. 0,1 1 - 10 - 100 - 500 ● Ohm 50.000 - 5 Megaohm ● M.U. Come il voltmetro C.A. ● Provavalvole Prova filamento Controlli corti - Prova separata singoli elettrodi - Prova isolamento fra filamento e catodo ● Garanzia mesi 12
PREZZO L. 30 000

In vendita presso i migliori rivenditori e a Milano presso la ditta A.L.I. Via Lecco, 16 - Tel. 221.816

SAREM • MILANO - VIA A. GROSSICH, 16 - TELEF. 29.63.85



SERIE *novosonic*





BI. 250 A. « SERIE ANIE » Abb. R. A. I. gratuito per 6 mesi; concorso a premi fra cui FIAT 600. Supereterodina a 5 valvole « Rimlock - Noval »; onde medie e corte; alimentazione in c. a. su tutte le tensioni; antenna a filo incorporata.

BI. 350 A. con MODULAZIONE DI FREQUENZA; 6 valvole « Rimlock - Noval - Miniatura » più occhio magico; onde corte, medie e FM; antenne incorporate a filo e ferroceptor; regolatore di tono; presa per fono.



BI. 550 A. con MODULAZIONE DI FREQUENZA 7 valvole « Rimlock - Noval » più occhio magico; due gamme di onde corte; onde medie e « modulazione di frequenza »; comandi a tastiera; doppio regolatore di tono; due indici separati per AM e FM; antenna incorporata; presa per fono e altoparlante supplementare.



BI. 233 A. con MODULAZIONE DI FREQUENZA; 6 valvole « Miniatura - Rimlock - Noval »; onde corte, medie e FM; commutatore di tono; antenne incorporate a filo e ferroceptor; alimentazione in c. a. su tutte le tensioni della rete.



BI. 252 A. « SERIE ANIE » (Stesse facilitazioni del BI 250 A). Supereterodina a 5 valvole « Rimlock - Noval » più indicatore di sintonia; onde medie e corte; antenna a filo incorporata; alimentazione in c. a. su tutte le tensioni.

PHILIPS

espressione della tecnica più avanzata

SERIE *novosonic*





BX 653 A. Ricevitore « Bi-Ampli » con MODULAZIONE DI FREQUENZA; 10 valvole più occhio magico; onde corte, medie, lunghe e FM; 2 regolatori di tono continui per le note alte e le note basse; comandi a tastiera; due altoparlanti separati di cui uno, a doppio cono, per la riproduzione delle note alte e uno per la riproduzione delle note basse. Antenne incorporate di cui una in ferroceptor orientabile atta a eliminare le interferenze e una per l'ascolto della F.M. Il sistema Bi-Ampli a doppio canale di amplificazione e l'elevata potenza d'uscita permettono una riproduzione di qualità e fanno di questo apparecchio un ricevitore di alta classe.

I NUOVI RADIORICEVITORI PHILIPS BI-AMPLI

2 canali **separati** con
2 amplificatori **separati**
uno per le note alte, uno per le note basse
2 altoparlanti **separati**
uno per le note alte, uno per le note basse

comportano un reale miglioramento



BX 998 A. « MAESTRO » sistema « Bi-Ampli » a doppio canale di amplificazione (2 altoparlanti) con MODULAZIONE DI FREQUENZA; 15 valvole più occhio magico; doppia commutazione su « modulazione di frequenza » per alta sensibilità e per alta qualità; tre gamme di onde corte con sintonia micrometrica; onde medie e lunghe; presintonizzatore della stazione locale su AM; selettore di banda e comandi elettrici con indice luminoso; l'indice di sintonia su volano è separato per AM e FM; 2 regolatori di tono continui con lettura in pentagramma per le note alte e le note basse; elevata potenza d'uscita ed alta fedeltà di riproduzione; antenne incorporate di cui una a ferroceptor orientabile. È il più lussuoso apparecchio che sia mai stato realizzato: si vale delle più recenti applicazioni tecniche per un'eccezionale ricezione sia in modulazione d'ampiezza che in modulazione di frequenza.



BX 750 A. « Bi-Ampli » con MODULAZIONE DI FREQUENZA; 11 valvole più occhio magico; onde corte, medie, lunghe e FM; 2 regolatori di tono continui per le note alte e le note basse; comandi a tastiera; 2 altoparlanti separati di cui uno a doppio cono per la riproduzione fedele delle note alte e uno per la riproduzione delle note basse. Antenne incorporate di cui una a ferroceptor orientabile e una per l'ascolto della FM, commutabili con apposito comando. È un radioricevitore di alta classe col quale si ottengono prestazioni eccezionali sia in AM che in FM grazie al sistema Bi-Ampli a doppio canale di amplificazione. Riproduzione fedele ed elevata potenza d'uscita.

PHILIPS

espressione della tecnica più avanzata

SERIE *novosonic* TV 1955 • 56

TI 1721 A/05 « 17" LUSSO - **A** » Intercarrier; elevata sensibilità; quadro da 17 pollici; 21 valvole serie speciale per TV; selettore a 8 canali, ivi compresi tutti i canali italiani.

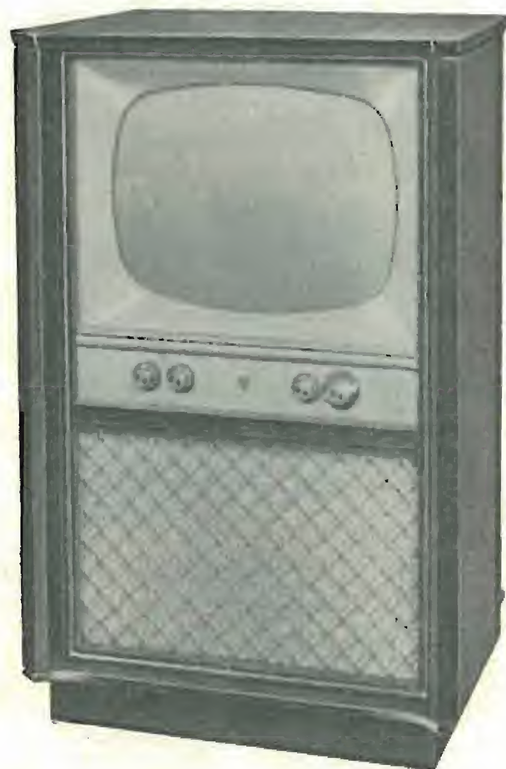




17 TI 120 A/38 « 17" NORMALE » Intercarrier; quadro da 17 pollici; 15 valvole; serie speciale per TV; tutti i canali italiani.

21 TI 100 A/38 « 21" LUSSO » Intercarrier; elevata sensibilità; quadro da 21 pollici; 21 valvole serie speciale per TV; selettore a 8 canali, ivi compresi tutti i canali italiani.





21 CI 101 A/38 « 21" CONSOLE » Intercarrier; elevata sensibilità, riproduzione « audio » ad alta fedeltà; quadro da 21 pollici; 21 valvole serie speciale per TV; tutti i canali italiani.

PHILIPS

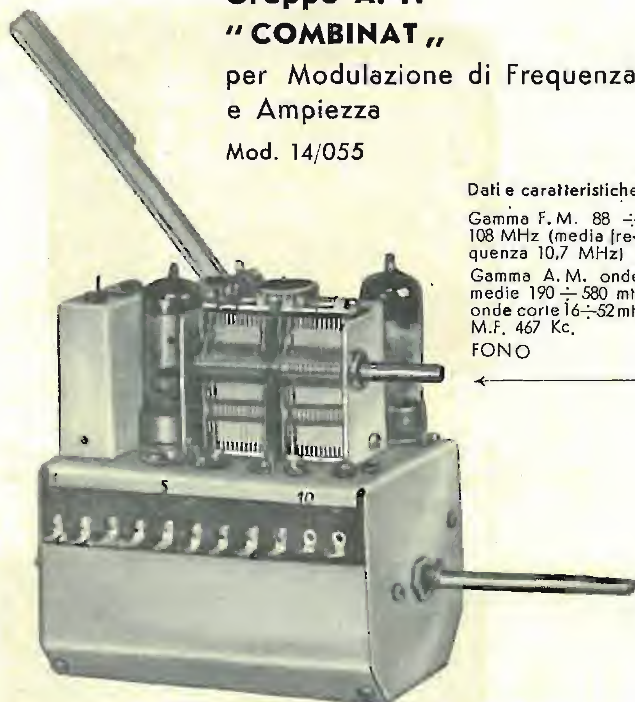
espressione della tecnica più avanzata

RADIOPRODOTTI "SABA„

M.F. A.M.

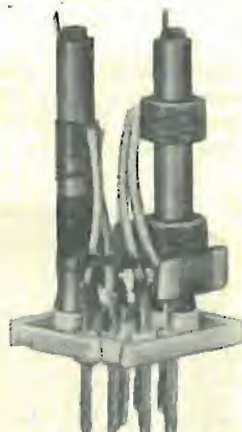
I nostri prodotti sono in vendita nelle principali città d'Italia, presso i migliori radiorivenditori e grossisti

Gruppo A. F.
"COMBINAT„
per Modulazione di Frequenza e Ampiezza
Mod. 14/055



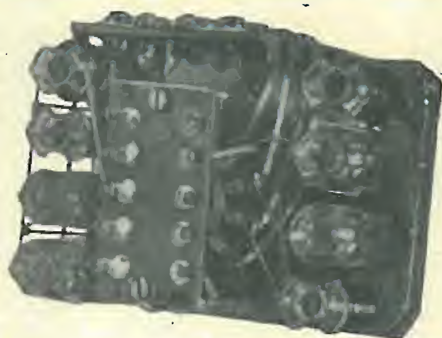
Dati e caratteristiche
Gamma F.M. 88 ÷ 108 MHz (media frequenza 10,7 MHz)
Gamma A.M. onde medie 190 ÷ 580 mt. onde corte 16 ÷ 52 mt.
M.F. 467 Kc.
FONO

Trasformatore di Media Frequenza "COMBINAT„
per Modulazione di Frequenza e Ampiezza
Mod. 14/019
10,7 Mc - 467 Kc
Rivelatore a rapporto 10,7 MHz + Media Frequenza 467 Kc





Trasformatore di Media Frequenza
per Modulazione di Frequenza
Mod. 14/020 - 10,7 Mc



Gruppo A.F. 4 gamme
Mod. 516/52

Serie completa per apparecchiature di



Gruppo A.F. Cascode a tamburo rotante
Mod. TV 13/54







Serie M.F. normale e Mikron 467 kc/s

- Gruppi A.F. 2 gamme serie normale e Mikron
- Sezione Video 21,25 - 26,75 Mc.
- Sezione Audio intercarrier 5,5 MHz
- Sezione Sincronismo orizzontale
- Filtri Antenna

Prossima produzione di Gruppi A. F. tipo "MIKRON COMBINAT„ per AM/FM

SANDRI CARLO

MILANO - VIA S. VENIERO, 38 - TELEFONO 99.03.09

radiotecnica *televisione*

MENSILE DI TEORIA E PRATICA

SOMMARIO N. 54 - AGOSTO 1955

EDITORE R.T.V.
SEDI:
Via privata Bitonto, 5
Milano
Via Lario, 73
Monza
PUBBLICITA'
telef 684.129
Milano
CONTO CORRENTE POSTALE
3/11092 - « radiotecnica »
« radiotecnica-televisione »
esce mensilmente a Milano.
Un fascicolo separato costa L. 200 nelle edicole e può essere prenotato alla nostra Amministrazione inviando L. 170.
ABBONAMENTI
3 fascicoli L. 540 + 20 I.g.e.
6 fascicoli L. 950 + 20 I.g.e.
12 fascicoli L. 1900 + 40 I.g.e.
ESTERO
12 fascicoli L. 3000 + 60 I.g.e.
Gli abbonamenti possono decorrere da qualsiasi numero.

★

Nel fascicolo N. 55 si riprende il " Corso preparatorio per radiotecnici ". Si precisa in proposito che il numero dei partecipanti, imprevedibilmente elevato, ha ritardato il lavoro di correzione e di assistenza e che ad esso si farà fronte con una particolare organizzazione senza richiedere alcun compenso.

Particolare menzione merita il "Dizionario di tecnica elettronica", ricco di diverse centinaia di voci e che costituisce un'opera senza confronto nella letteratura mondiale. La direzione di "radiotecnica-televisione" farà pervenire a richiesta, a suo tempo, le copertine necessarie a completare i due volumi previsti.

* *Si veda in proposito il fascicolo N. 53 (pag. 79) in cui si è iniziata la pubblicazione di esso.*

INDICE DEGLI INSERZIONISTI

La Direzione di "radiotecnica-televisione" prende parte al grave lutto del sig. Jacopo Castelfranchi, per la morte del Padre Gr. Uff. Comm. Gian Bruto Castelfranchi.





F.I.S.E.L.

FABBRICA ITALIANA STRUMENTI ELETTRICI

MILANO *Via Gaetana Agnesi 6, tel. 580.819*

★

Concessionari: **D'OLIMPIO BRUNO** *Via Firenze, 45 - PESCARA*

GIROLAMI ULDERICO *Via Paolo Savi 87 - VIAREGGIO*

★

PRODUZIONE 1955

Tester Mod. 905

CARATTERISTICHE:

Sensibilità 20.000 ohm V cc. ca. con M.U.

Misure V-cc 5-10-100-250-500-1000
V-ca 5-10-100-250-500-1000
Ampère 0,5-1A
OHM x 10 x 100 x 1000 x 10 k-ohm
da 1 ohm a 10 M-ohm

Precisione V-cc V-ca Ampère 1,5%
OHM 3%

Ampia lettura quadrante mm. 115 con scala a specchio - Pannello in metallo ossidato - Scatola in bakelite - A richiesta viene fornito anche con astuccio in Vinpelle.

Dimensioni 190 x 135 x 60.

★ Amperometri ★ Voltmetri da quadro e tascabili ★ Microamperometri ★ Forcelle prova batterie ★ Ponti di misura ★ Tester universali

Presa antenna e fono - Antenne a spirale e da quadro - Interruttori - Deviatori - Raccordi - Schermi - Puntali - ecc. ecc.

Sconti speciali ai dilettanti radioriparatori!

Tester

Mod. TV

Ultrapiatto, massimo spessore mm. 35

CARATTERISTICHE:

Sensibilità 5.000 ohm x V cc. ca.

Misure V-cc 5-100-500-1000
V-ca 5-100-500-1000
Ampère 0,1-1A
OHM x 100 x 10 k-ohm
da 10 ohm a 5 M-ohm

Precisione: V-cc V-ca Ampère 2,5% - OHM 4%

Ampia lettura quadrante mm. 63 - Pannello in metallo ossidato - Scatola in Bakelite - A richiesta viene fornito con astuccio in Vinpelle.

Dimensioni: 130 x 80 x 35.



IL MICROSCOPIO ELETTRONICO

P. Soati

Come abbiamo già detto altra volta nel volger di pochi decenni le applicazioni della radiotecnica si sono andate via via estendendo a campi più vasti esulando da quelli che inizialmente sembravano i soli ad interessare una simile specialità, dando luogo ad una nuova scienza nota con il nome di elettronica.

E' ormai universalmente conosciuto che le apparecchiature elettroniche non interessano esclusivamente la tecnica delle radiocomunicazioni o gli istituti scientifici, ma sono entrate nell'uso comune di qualsiasi ramo industriale permettendo la risoluzione di problemi che ancor pochi anni or sono sembravano insolubili o che per lo meno, in altri casi, richiedevano perdite di tempo notevoli ed oneri gravosi.

Non è cosa facile per una rivista come la nostra, che è letta da un pubblico molto eterogeneo, accontentare nel giro di pochi numeri tutti i lettori che ci richiedono l'illustrazione delle più svariate apparecchiature elettroniche, ma nel tempo, siamo certi di riuscire ad evadere tutte le richieste. Questa volta frattanto abbiamo creduto opportuno di descrivere una delle apparecchiature che in questi ultimi tempi hanno rivoluzionato gli antichi metodi di ricerca scientifica. Alludiamo al microscopio elettronico.

E' evidente come non possiamo dilungarci nelle spiegazioni teoriche ed analizzare dettagliatamente i principi e le leggi che regolano l'ottica classica e quella elettronica. Ciò verrà fatto a tempo opportuno in altra parte della rivista; i lettori impazienti potranno trovare al riguardo ampie notizie nei manuali di fisica moderna. Noi dopo qualche indispensabile cenno teorico esamineremo dettagliatamente un tipo di microscopio elettronico *realizzato dalla casa* Siemens *e che è entrato nell'uso comune dei laboratori scientifici e industriali esteri ed italiani.*

Richiami di ottica elettronica.

Il nome di *ottica elettronica* è stato dato allo studio del moto degli elettroni che si spostano nel vuoto attraverso campi elettrici e magnetici.

Nel 1925 *Busch* dimostrò teoricamente che qualora un fascio di elettroni penetri in un campo magnetico od in un campo elettrico che abbia simmetria di rivoluzione, per effetto del campo stesso tutti gli elettroni contenuti nel fascio hanno tendenza a convergere verso un medesimo punto dell'asse di rivoluzione dando luogo ad un vero fenomeno di *focalizzazione*.

E' qui il caso di rilevare come la differenza che passa fra l'ottica classica e quella elettronica dipenda principalmente dal fatto che mentre nella prima la deviazione di un raggio luminoso in un mezzo rifrangente avviene in modo netto e brusco, nella seconda la rifrazione di un elettrone si verifica in modo graduale. Per contro nell'ottica elettronica le *superfici equipotenziali* hanno una funzione simile a quella delle superfici di separazione dei *mezzi differenti* dell'ottica normale.

Analogamente alle *lenti ottiche* nell'ottica elettronica si hanno delle lenti alle quali è stato dato rispettivamente il nome di *lenti elettrostatiche e lenti magnetiche*.

Le *lenti elettrostatiche* si basano sulla proprietà che posseggono i campi elettrici a simmetria assiale di focalizzare in immagini gli elettroni che provengono da un oggetto in esame. Ciò avviene in modo simile a quanto si verifica nelle comuni lenti ottiche (fino a che si possono trascurare particolari correzioni dipendenti dalla velocità dell'elettrone e dall'influenza reciproca che hanno le masse elettrizzate qualora gli elettroni formino un fascio molto intenso). In *fig.* 1 è riportato lo schema di un sistema di lenti elettrostatiche ed il corrispondente sistema ottico ordinario.

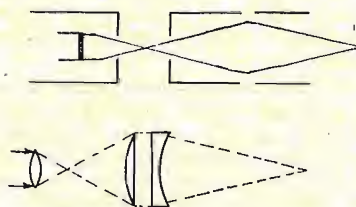
Le *lenti magnetiche* si basano sul principio per cui un campo magnetico originato nella regione assiale di una bobina di tipo piatto, percorsa da corrente elettrica presenta proprietà analoghe a quella di un campo elettrico, focalizzando un fascio di elettroni che viaggiano lungo l'asse. In tal caso le traiettorie degli elettroni assumono la forma di una spirale che si avvolge attorno alle linee di forza magnetiche. La distanza focale è direttamente proporzionale alla velocità degli elettroni ed inversamente proporzionale alla intensità del campo magnetico.

Microscopio elettronico.

Nei normali microscopi ottici qualora l'ingrandimento lineare superi qualche migliaio di volte, l'immagine risulta molto confusa. Ciò non dipende dalla imperfezione dei mezzi usati, bensì dalla natura della luce la quale, come è ben noto, ha un carattere *ondulatorio*. In conseguenza di tale fatto quando la lunghezza d'onda di una radiazione visibile è piccola nei confronti delle dimensioni di un ostacolo l'onda è deviata da questo secondo le leggi semplici dell'ottica geometrica. Se invece la lunghezza d'onda è grande, nei confronti dell'ostacolo, le onde oltrepassano quest'ultimo aggirandolo e comportandosi come se esso non esistesse.

Dato che l'occhio umano percepisce le radiazioni visibili aventi una lunghezza d'onda compresa fra 0,4 e 0,75 millesimi di millimetri circa, tutti i particolari di un oggetto

Fig. 1



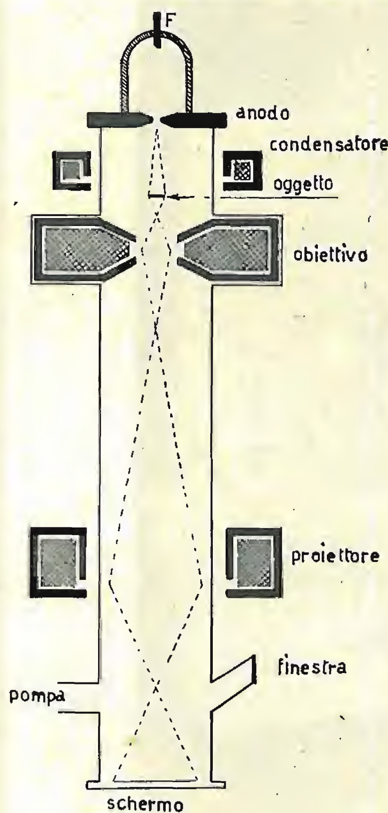


Fig. 2

che ha dimensioni più piccole di un millimetro non possono dare una immagine nitida con il solo ausilio della luce. Quindi si dice comunemente che il *potere risolutivo* di un microscopio o di uno strumento ottico qualsiasi che utilizzi le radiazioni visibli all'occhio umano, non può scendere oltre il limite minimo di 0.0002 millimetri - al che corrisponde un ingrandimento di circa 2000 volte. (Si dice *potere risolutivo* di uno strumento o dell'occhio umano, la facoltà di apprezzare i particolari di un oggetto e di distinguere nettamente i punti vicini).

Gli studiosi moderni, dopo numerosi esperimenti atti ad individuare una radiazione che permettesse di ottenere un maggior potere risolutivo, si sono orientati decisamente verso i raggi catodici. (Come ben sanno i nostri lettori una notevole differenza di potenziale, agendo nel vuoto, può dare origine ad una radiazione corpuscolare nella quale gli elettroni si propagano a velocità elevata staccandosi da un elettrodo negativo).

Si può dimostrare teoricamente che con gli elettroni, in considerazione della loro massa particolarmente piccola, si può raggiungere un potere risolutivo che supera di molte migliaia di volte quello raggiungibile con le radiazioni visibili. Siccome la natura degli elettroni non consente l'uso delle normali lenti ottiche si raggiunge lo scopo utilizzando le lenti *elettrostatiche* e quelle *magnetiche* alle quali abbiamo accennato più sopra.

In definitiva il *microscopio elettronico* si basa sul principio per cui quando un oggetto qualunque emette nel vuoto degli elettroni questi possono essere accellerati e proiettati in un'immagine molto ingrandita su di uno schermo fluorescente o su di una lastra fotografica mediante un adatto sistema di lenti magnetiche od elettrostatiche. Inoltre possono essere osservati anche oggetti che non emettono elettroni *irrorandoli* con un pennello esterno ed osservando gli elettroni riflessi elasticamente. In fig. 2 riportiamo lo schema elementare di un microscopio elettronico del tipo magnetico. Gli elettroni provenienti dal catodo *F* sono accellerati da un'anodo forato che si trova ad un potenziale molto elevato. Una lente magnetica, simile al condensatore di un microscopio ottico, concentra il flusso elettronico nell'oggetto da esaminare. Gli elettroni che lo attraversano sono focalizzati da un altra lente che costituisce l'*obiettivo* e successivamente da un altra detta *proiettore* che dà luogo ad un immagine ingrandita su di uno schermo fluorescente o su di una lastra fotografica. Una pompa ha il compito di assicurare il vuoto nell'interno dello strumento. Il *microscopio elettrostatico* funziona in modo similare a quello descritto.

Moderno microscopio elettronico, tipo ELMISKOP I, della «SIEMENS» (secondo E. Ruska e B. von Borres).

Questo tipo di *microscopio elettronico* che possiamo descrivere per gentile concessione della *Società Siemens*, funziona con lenti elettroniche-magnetiche costituite da bobine percorse da corrente e schermate in ferro. Ciò rende il complesso di funzionamento sicuro e poco influenzabile dai disturbi.

La sua realizzazione è stata accolta con particolare entusiasmo dai ricercatori dei quali esso rappresenta l'apparecchio preferito.

La tensione del raggio può essere regolata a gradini da 100.000 Volt a 80.000, 60.00o volt. Essa è prodotta a bassa frequenza ed è stabilizzata elettronicamente in modo da fornire un elevato potere penetrante pur preservando al massimo il preparato.

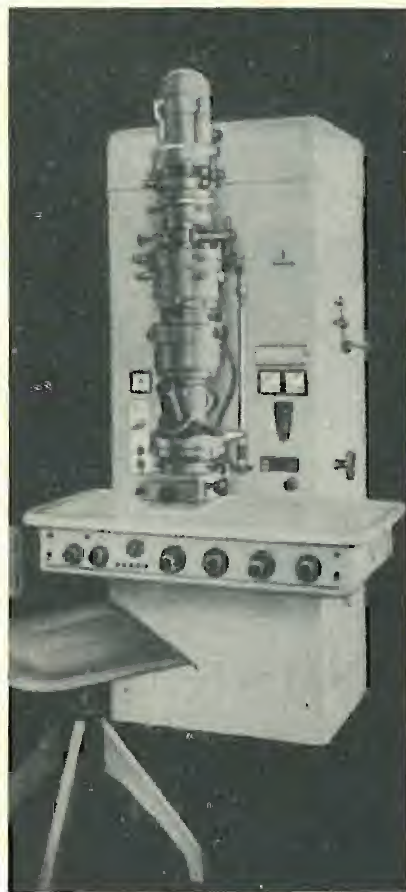
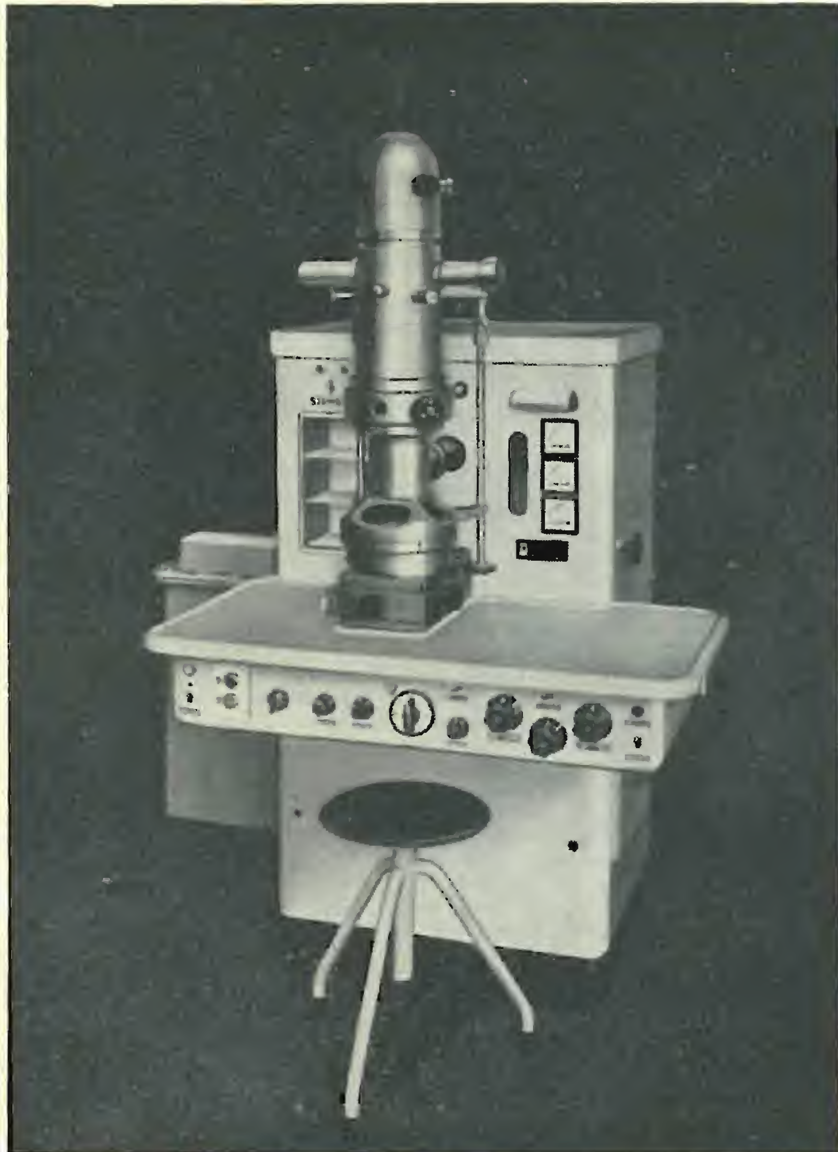


Fig. 3

Microscopio elettronico ELMISKOP-I della "SIEMENS„



Microscopio ELMISKOP-2 "SIEMENS„

Fig. 4

L'apparecchio è provvisto di una lente condensatrice doppia con la quale si ottiene l'illuminazione con un raggio estremamente sottile. Infatti il pennello del raggio nella zona dell'oggetto è di circa 2 μ. Questa tecnica rende possibile di limitare l'illuminazione a quella zona dell'oggetto che appare ingrandita sullo schermo (in passato la larghezza del raggio era di alcuni centesimi di millimetro). Ciò rappresenta diversi vantaggi: in primo luogo l'energia assorbita dal preparato è convertita in calore che, a parità di irradiamento, risulta molto minore di quella che si notava con i vecchi sistemi; secondariamente si ottiene un'ulteriore preservazione dell'oggetto e si eliminano gli elettroni dispersi provenienti da altre zone dell'oggetto e dal porta-preparato stesso, i quali possono provocare una diminuzione del contrasto.

La messa a punto del raggio viene eseguita a mezzo di organi di regolazione manovrabili dall'esterno.

Inoltre deve ricordarsi che tale sistema di illuminazione rende possibile di ottenere delle diffrazioni di piccole zone dell'oggetto, come ad esempio di cristalliti, mentre il percorso del raggio non subisce l'influenza di altre lenti che possono essere inserite durante il suo percorso.

Il sistema di *ingrandimento elettronico* è ottenuto a mezzo di tre lenti situate dietro l'oggetto, il cui potere rifrangente è regolabile con una messa a punto particolarmente fine, variando l'intensità della corrente che circola nelle lenti. Gli ingrandimenti che si possono ottenere mediante una regolazione quasi continua sono compresi fra 160.000 : 1 e 200 : 1.

Inoltre, agendo sulla corrente di magnetizzazione del proiettore è possibile ottenere 10 ingrandimenti fissi i quali permettono di osservare successivamente e rapidamente zone maggiori o minori dello stesso oggetto. Tali ingrandimenti corrispondono ai seguenti rapporti: 160.000 : 1 — 80.000 : 1 — 40.000 : 1 — 200 : 1.

Il potere risolutivo che è possibile raggiungere con l'*Elmiskop* I è di 1,5 μ. Osservando tutte quelle cautele richieste nei confronti del *potere risolutivo minimo*, sono stati raggiunti anche poteri risolutivi inferiori a 0.8 μ.

Questo elevato potere risolutivo è stato ottenuto introducendo in entrambe le lenti elettroniche, disposte prima e dopo l'oggetto, un dispositivo di correzione che è manovrabile durante il funzionamento e che permette di compensare quei lievi scostamenti delle lenti stssse che fino ad oggi non era possibile eliminare.

Per la precisa messa a punto dell'immagine, lo schermo luminoso viene osservato mediante un cannocchiale con il quale è possibile ottenere rispettivamente 10 e 3 ingrandimenti. Ciò consente di ingrandire l'immagine dell'oggetto fino a 1,6 x 10,6 volte senza alcuna perdita della luminosità superficiale.

Sullo schermo dell'immagine intermedia è possibile osservare tutto il campo dell'oggetto con un ingrandimento di circa 560 volte.

Tutti gli ingrandimenti si possono realizzare con la distanza focale normale dell'obiettivo di circa 2,7 millimetri e con un diaframma di apertura che è posto vicino al piano focale posteriore dell'obiettivo.

Allo scopo di variare l'effetto del contrasto è possibile inserire entro il percorso del raggio tre diaframmi aventi aperture diverse manovrabili dall'esterno. Oltre all'obiettivo con massimo potere risolutivo e relativo massimo ingrandimento, possono essere fornite delle espansioni polari dell'obiettivo stesso con distanza focale rispettivamente doppia e quadrupla.

Ciò permette di ottenere delle immagini particolarmente ricche di contrasto, cosa che permette, a parità di contrasto, l'impiego di diaframmi aventi apertura maggiori e sui quali naturalmente è più difficile che si depositino delle impurità.

Va tenuto presente che gli obiettivi aventi una distanza focale maggiore riducono la scala di ingrandimento e danno, scegliendo un apertura piccola, un minore potere risolutivo. Di conseguenza a seconda dell'oggetto che si desidera esaminare e dell'esame che è necessario eseguire, il microscopio può essere adattato per ottenere un elevato potere risolutivo oppure per fornire delle immagini molto ricche di contrasto.

L'alimentazione delle reti avviene mediante l'uso di un alimentatore da inserirsi sulla rete, ciò che evita l'uso delle solite batterie.

Senza dover smontare il tubo del microscopio oppure fare entrare nello stesso l'aria è possibile analizzare successivamente delle immagini microscopiche, coppie di immagini stereoscopiche ed immagini di diagrammi di diffrazione dei preparati.

Due preparati diversi possono essere confrontati con facilità fra di loro se si adotta il metodo di diffrazione simultaneo.

Con la lente condensatrice a raggio sottile è possibile la ripresa di diagrammi di diffrazione di cristalli singoli: in questo caso la zona illuminata presenta un diametro di circa 2 μ.

Per gli oggetti che non possono essere attraversati dai raggi elettronici è possibile ottenere dei diagrammi di diffrazione della loro superficie con il metodo a riflessione. Una lente intermedia rende possibile la microscopia in campo scuro con i riflessi di *Bragg* e la diffrazione a raggio sottile. In quest'ultimo caso tutto il preparato viene irradiato e viene diaframmata una piccola zona dell'immagine intermedia mediante un diaframma selettore posto davanti alla lente intermedia dimodochè per la formazione dei diagrammi di diffrazione contribuiscono soltanto quei raggi difratti che provengono dalla corrispondente zona dell'oggetto.

La sostituzione di un oggetto può effettuarsi nel giro di mezzo minuto.

Può anche essere fornito un tavolo universale per diffrazione (intercambiabile con il revolver del proiettore). Per preparati che possono essere attraversati dal raggio o che possono subire delle riflessioni, allo scopo di ottenere dei diagrammi di diffrazione di elevato potere risolutivo è prevista una lente disposta molto vicina a detto tavolo. Gli oggetti sistemati sul tavolo possono subire spostamenti in qualsiasi direzione, ed inoltre possono essere riscaldati mediante un raggio elettronico ausiliario misurando successivamente la loro temperatura.

L'impianto per il vuoto spinto è del tipo a tre stadi con pompa a diffusione ad olio.

Non è richiesto perciò l'uso di aria liquida. Soltanto per casi particolari è prevista la sistemazione fra detta pompa ed il blocco delle valvole di una trappola di raffreddamento in acciaio per aria liquida.

Le valvole usate sono del tipo a piattello senza grasso: ciò evita il pericolo di fare penetrare nell'interno del tubo microscopico delle impurità. Le tubazioni sono attaccate in tre punti la qualcosa permette una rapida evacuazione dell'aria, circa due minuti, ed assicura perciò una maggiore durata dei catodi (circa 50 ore).

La ripresa fotografica è resa possibile da una cassetta che può contenere 12 lastre del farmato 6,5 x 9, le quali possono essere esposte successivamente senza interruzione del vuoto. E' possibile anche la ripresa successiva di 40 immagini con la normale pellicola 2,4 x 3,6 mm.

In un essiccatore annesso al microscopio possono essere degasificate 24 lastre oppure la pellicola prima di essere introdotte nel microscopio.

Questo tipo di *microscopio elettronico* è previsto per l'inserzione sulla rete a 220 V e 50 Hz. La potenza richiesta è di circa 3 kW.

Gli apparecchi dello stesso tipo possono presentare leggere varianti l'uno dall'altro, dato che ad essi vengono apportate quelle migliorie che sono suggerite dall'esperienza.

Nella fig. 3 riportiamo la fotografia dal microscopio Siemens Elmiskop 1 mentre nella fig. 4 è riprodotto l'ELMISKOP costruito sempre dalla stessa casa, il quale permette ingrandimenti fino a 30.000 : 1 con un potere risolutivo di 3 — 4 μ ed una tensione massima regolabile di 60.000 volt.

RICEVITORE AM/FM

(Laboratorio "F. A. R. E. F.„ di Milano)

Importanza delle trasmissioni modulate in frequenza.

Si è fatto rilevare più volte su queste pagine che il problema delle radiodiffusioni circolari è legato a fattori qualitativi non completamente risolti con la modulazione di ampiezza e che esso è inoltre ostacolato dal numero sempre più cospicuo delle stazioni trasmittenti. Notevolissimo per altro, se non essenziale, il contributo apportato alla soluzione di questo problema, dalle trasmissioni modulate in frequenza. Per quanto sia facile dimostrare che le trasmissioni modulate in frequenza non possono sostituire completamente quelle modulate in ampiezza (si consideri, in proposito, per esempio, la portata locale di tali trasmissioni), è però indubbio che esse rappresentano un interessante completamento delle trasmissioni modulate in ampiezza, specie per il considerevole aumento della larghezza della banda occupata dalla modulante e per la diminuzione, particolarmente evidente, del livello dei disturbi.

A proposito di questi ultimi occorre osservare che i fatti elettromagnetici estranei alla trasmissione, genericamente noti con il nome di *perturbazioni* o di *disturbi* e pertanto riferiti tanto a cause esterne quanto a fenomeni localizzati nei radioapparati stessi, agiscono simultaneamente sull'ampiezza e sulla frequenza dell'onda di trasmissione. Senonchè, mentre da ciò discende la conseguenza che non è possibile separare la modulante da tali fatti, si deduce anche che con la modulazione di frequenza si può ottenere un rapporto segnale/rumore molto elevato affettuando con la modulante una variazione di frequenza sufficientemente più importante di quella provocata doi disturbi. Non altrettanto può dirsi invece per l'onda modulata in ampiezza in quanto è dimostrato che l'effetto del disturbo sull'ampiezza è considerevolmente più importante di quello esercitato sulla frequenza.

Per quanto riguarda invece i fattori qualitativi è agevole constatare che la limitazione imposta nella modulazione di ampiezza alla banda della modulante, è unicamente determinata dalla necessità di realizzare un compromesso fra la fedeltà e la larghezza del canale di trasmissione, che è uguale infatti al doppio della frequenza modulante più elevata. L'allargamento del canale di trasmissione, auspicabile dal punto di vista della fedeltà in quanto consente di comprendere nella modulante le armoniche più elevate, evidentemente non accettabile nel sistema della modulazione di ampiezza per non diminuire il numero dei canali disponibili, non preoccupa nel caso della modulazione di frequenza. Se anche si prescinde dal fatto che le trasmissioni in questione hanno una portata locale occorre considerare che la larghezza del canale è determinata in tal caso dall'ampiezza della modulante che decresce con il crescere della frequenza modulante stessa.

Generalità sui ricevitori per AM/FM.

Il servizio di radiodiffusione circolare affidato da diversi anni in Italia al sistema di trasmissione con modulazione di frequenza, ha imposto ai costruttori di risolvere il problema della struttura del ricevitore. Gli adattatori per FM, atti cioè a fornire la modulante all'ingresso degli stadi di B.F. dei ricevitori usuali, si dimostrano poco pratici, specie per l'ingombro e per l'estensione inadeguata della curva di risposta di tali stadi. I ricevitori esclusivamente destinati alle trasmissioni modulate in frequenza, tecnicamente molto perfezionati, sono anch'essi poco accettati specie per ragioni economiche giustificate del resto dal fatto che può essere ricevuta la sola stazione locale.

Allorchè si considera l'opportunità di soddisfare all'interessamento sempre crescente del pubblico per le trasmissioni con modulazione di frequenza, appare indispensabile indirizzarsi ai ricevitori per AM/FM. Il problema tecnico ed economico che s'incontra in tal caso è da considerare ormai completamente risolto, specie per i notevolissimi progressi conseguiti nella tecnica dei tubi elettronici ed in quella dei circuiti. Notevolissima, in proposito, la realizzazione del laboratorio F.A.R.E.F. che qui si descrive ringraziando vivamente l'Egr. Sig. Fabbris che ha comunicato con larga signorilità le informazioni richieste.

Struttura generale del ricevitore AM/FM approntato dalla F.A.R.E.F. di Milano. (fig. 1)

Il ricevitore che si descrive ricorre a due pregevolissime realizzazioni della Ditta « S.A.B.A. » del *Sig. Carlo Sandri* (via Veniero, 38 Milano) riguardanti, cioè, un gruppo di A.F. per AM/FM ed un trasformatore per le frequenze intermedie di 467 kc/s e di 10,7 Mc/s, dei quali si è fatto menzione a pag. 41 (fascicolo N. 52).

Si tratta, più precisamente, di un gruppo con commutazione a tamburo ruotante a quattro posizioni relative, rispettivamente, alla gamma delle onde medie (190÷580 m), a quella delle onde corte (16÷52 m), a quella riservata alla FM (88—108 Mc/s) ed alla connessione con il fonorivelatore. Notevole osservare che l'ingresso per FM del gruppo in questione è del tipo bilanciato per linea da 300 ohm e che si adoperano tre tubi, vale a dire: un pentodo ad alta pendenza EF80 con il quale si amplifica la tensione a frequenza portante modulata in frequenza, un doppio-triodo ECC81 per il cambiamento di frequenza della gamma destinata alle FM ed un triodo-pentodo ECH81 ad altissima pendenza di conversione (0,775 mA/V) destinato al cambiamento delle frequenze portanti modulate in ampiezza ed all'amplificazione (primo stadio) della frequenza intermedia di 10,7 kc/s.

I terminali di collegamento di questo gruppo sono in numero di dieci e riguardano nell'ordine:

1 - il circuito del *c.a.s.* (*controllo automatico di sensibilità*);

2 - la griglia di controllo del pentodo EF85 (T4) con il quale si amplificano le tensioni corrispondenti alle frequenze intermedie di 467 kc/s, e di 10,7 Mc/s;

3 - il + A.T. per l'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo;

4 - il circuito dei riscaldatori dei catodi (6,3 V);

5 - il collegamento alla presa per il fonorivelatore;

6 - l'ingresso del tubo EABC80 (T5) destinato ad amplificare le tensioni a frequenza acustica;

7 - l'uscita del rivelatore per FM;

8 - l'uscita del rivelatore per AM;

10 - il circuito del c.a.s. per il funzionamento in FM;

11 - il collegamento al potenziale di riferimento.

Oltre a ciò si ha un terminale (A) che occorre collegare all'antenna per AM ed una linea bifilare da 300 ohm destinata al collettore per FM.

Il gruppo di A.F. (mod. 14/055) è seguito dal pentodo EF85 che costituisce il primo ed unico stadio per l'amplificazione della frequenza intermedia di 467 kc/s, mentre rappresenta il secondo stadio per quella di 10,7 Mc/s. La necessità di una coppia di stadi per tale frequenza (il primo è realizzato con l'eptodo del tubo ECH81) è spiegata dalla larghezza della banda passante (200 kc/s, anzichè 9 kc/s) ed alla conseguente diminuzione dell'amplificazione di ciascuno stadio. Degni di menzione l'elevata pendenza del pentodo a pendenza variabile EF85 (6 mA/V) e lo scarso valore della resistenza equivalente al rumore (1,5 k-ohm) determinanti un'elevata sensibilità in AM ed in FM ed un rapporto segnale/rumore parimenti notevolissimo.

Il pentodo EF85 (T4) è seguito dal trasformatore per le frequene intermedie mod. 14/019, anch'esso costruito dalla « SABA » e che comprende, in un unico schermo, un rivelatore a rapporto per 10,7 Mc/s ed una coppia di circuiti oscillanti per 467 kc/s, accoppiati a filtro di banda. I terminali di collegamento, in numero di sette, riguardano nell'ordine:

1 - l'anodo del pentodo amplificatore T4;

4 - il + A.T.; si osserva in proposito che l'alimentazione anodica è fatta per tramite di una cellula di disaccoppiamento comprendente il resistore in serie 12 ed il condensatore in parallelo 15;

5 - l'uscita del discriminatore che è connesso al terminale 7 del gruppo di A.F. per tramite di un gruppo di *de-emphasis* (resistore 19, condensatore 23) avente una costante di tempo di 50 micro-secondi;

6 - l'uscita del rivelatore per AM dal quale si ricava la modulante relativa (connessione al terminale 8 del gruppo di A.F.) ed anche la tensione di polarizzazione del c.a.s. (connessione al terminale 1 del gruppo di A.F.);

7 - l'anodo del rivelatore per AM;

8,9 - l'anodo ed il catodo del rivelatore a rapporto.

Il tubo EABC80 (T5) con il quale si effettuano le rivelazioni e l'amplificazione delle tensioni a frequenza acustica comprende tre diodi, due catodi ed un triodo ad alto coefficiente di amplificazione (μ = 70). La tensione di polarizzazione di quest'ultimo (circa — 3 V) è ricavata dal negativo dell'alimentatore anodico per tramite del resistore 49 che è percorso dalla componente continua di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo dei tubi. Al tubo T5 segue il pentodo EL84 (T6) caratterizzato dal valore molto elevato della sensibilità di potenza (s = 11,3 mA/V) dal quale si ricava una potenza massima di uscita non inferiore a 5,5 W e pertanto largamente superiore alle normali esigenze pratiche.

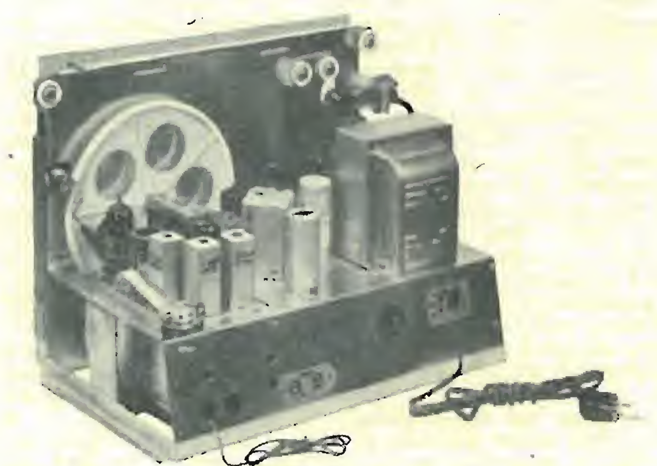


Fig. 1

Particolare rilievo merita la regolazione manuale del tono, realmente indispensabile in un ricevitore per AM/FM e che è del tipo a controreazione. Il ramo comprendente in serie il condensatore 45, il potenziometro 44 ed il condensatore 43 è percorso dalle correnti corrispondenti alla regione delle frequenze più elevate in conseguenza al valore (500 pF) del condensatore 45. Si stabilisce pertanto una tensione ai capi del potenziometro 44 che è applicata all'anodo del triodo T5 per tramite del resistore 42 e che risulta di fase opposta a quella esistente su tale anodo. Da qui una conseguente diminuzione dell'amplificazione del triodo, convenientemente limitata alle frequenze più elevate delle modulanti. La tensione di controreazione decresce, in particolare, andando dal reoforo del potenziometro 44 connesso al condensatore 45 a quello collegato al condensatore 44 in cui tale tensione è nulla in conseguenza al fatto che le correnti a frequenza acustica in giuoco sono cortocircuitate dal condensatore 43 (1000 pF).

Un utile completamento, specie per il funzionamento nella gamma delle trasmissioni modulate in frequenza è rappresentato dall'indicatore ottico di sintonia a doppia sensibilità, EM34 (T7), alle cui griglie di comando sono fatte pervenire le tensioni esistenti nei circuiti del c.a.s. Per l'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo si provvede, infine, con il bidiodo a riscaldamento indiretto EZ40 con zoccolatura rimlock, che fornisce una corrente continua massima raddrizzata di 90 mA. Dall'alimentatore si ricavano anche la tensione di polarizzazione dell'amplificatore di potenza (—7 V,) e quella, come si è detto, per il triodo T5 (circa — 3 V).

Particolarità di dettaglio dello schema.

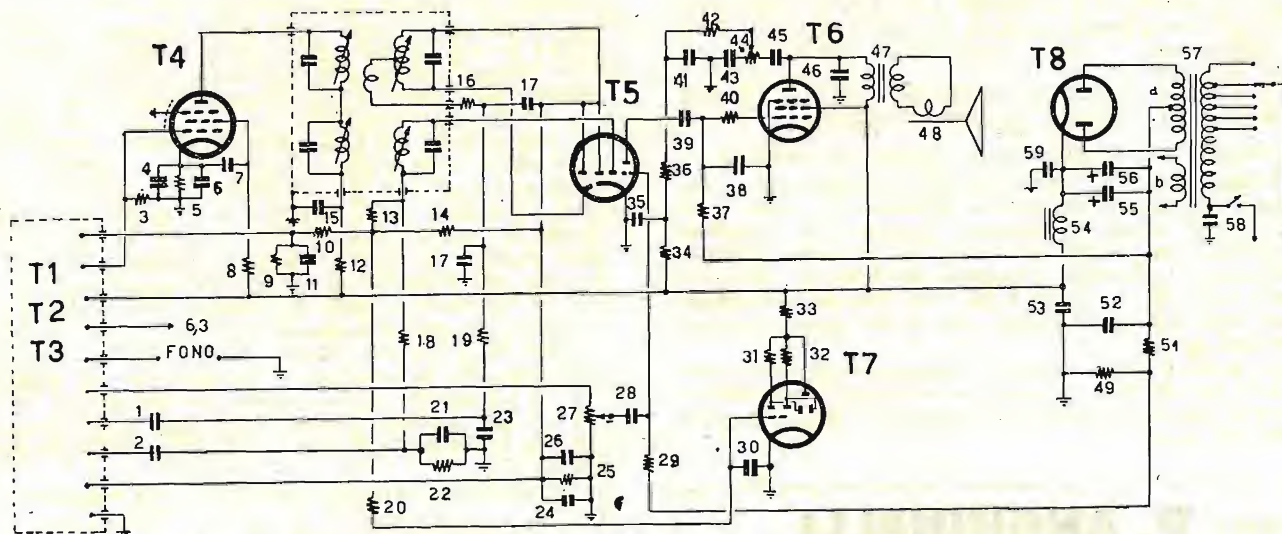
Le cifre di sensibilità, di stabilità e di permanenza nel tempo di un ricevitore siffatto sono largamente vincolate alle soluzioni di dettaglio attuate in sede teorica e sperimentale.

Tra queste meritano menzione:

a) i condensatori 4 e 6 (tubo T4) del tipo, rispettivamente, a carta (50.000 pF) il primo ed a mica (1000 pF) il secondo; la connessione in parallelo, a prima vista incomprensibile, è spiegata dal fatto che nello schema equivalente del condensatore a carta si comprende tra l'altro una reattanza induttiva di valore crescente con il crescere della frequenza e pertanto non più trascurabile per la frequenza intermedia di 10,7 Mc/s;

b) le cellule di disaccoppiamento che si comprendono in serie ai circuiti anodici dei tubi T4 (resistori 12 - condensatore 15) e T5 (resistore 34 - condensatore 35); lo scopo di esse è di prevenire gli accoppiamenti per tramite del circuito comune di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo; lo scopo di escludere da esso le componenti alternative delle correnti anodiche, è da considerare raggiunto quando, come qui avviene, il valore della resistenza in serie è molto più elevato della reattanza che presenta per le frequenze in giuoco il condensatore relativo;

c) il rivelatore per la modulazione di frequenza, del



TUBI - **T1** - EF80; **T2** - ECC81; **T3** - ECH81; **T4** - EF85; **T5** - EABC80; **T6** - EL84; **T7** - EM34; **T8** - EZ40.
RESISTORI - **3** - 1 M-ohm, 1/4 W; **5** - 200 ohm, 1/2 W; **8** - 0,1 M-ohm, 1/2 W; **9, 10** - 1 M-ohm, 1/4 W; **12** - 2,2 K-ohm, 1 W; **13** - 1 M-ohm, 1/4W; **14** - 1 M-ohm, 1/4 W; **16** - 100 ohm, 1/4 W; **18** - 50 K-ohm, 1/4 W; **19** - 50 K-ohm, 1/4 W; **20** - 1 M-ohm, 1/4 W; **21** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **25** - 30 K-ohm, 1/4 W; **27** - 0,5 M-ohm (**volume**); **29** - 1 M-ohm 1/4 W; **31, 32** - 2 M-ohm, 1/4 W; **33** - 50 K-ohm, 1/2 W; **34** - 0,1 M-ohm, 1/2 W; **36** - 0,27 M-ohm, 1/2 W; **37** - 0,25 M-ohm, 1/4 W; **40** - 10 K-ohm, 1/4 W; **42** - 0,27 M-ohm, 1/2 W; **44** - 1M-ohm (**tono**); **49, 50** - 27 ohm, 1/2 W; **51** - 100 ohm, 1/2 W.
CONDENSATORI - **1, 2** - 20.000 pF; **4** - 50.000 pF; **6** - 1000 pF; **7** - 50.000 pF; **11** - 10.000 pF; **15** - 50.000 pF; **17** - 250 pF; **22** - 200 pF; **23** - 1000 pF; **24** - 10 micro-F, 25 V; **26** - 5000 pF; **27** - 20.000 pF; **30** - 20.000 pF; **35** - 50.000 pF; **38** - 150 pF; **39** - 50.000 pF; **41** - 500 pF; **43** - 1000 pF; **45** - 500 pF; **46** - 5000 pF; **52** - 50 micro-F, 50 V; **53** - 16 micro-F, 500 V; **58** - 10.000 pF; **59** - 0,5 micro-F.
VARIE - Gruppo AM/FM **SABA** (Serie « **COMBINAT** », mod. 14/055) - Trasformatore per le frequenze intermedie di 467 kc/s e 10,7 kc/s **SABA** (Serie « **COMBINAT** », mod. 14/019).

Fig. 2

tipo *a rapporto* e pertanto insensibile alle variazioni di ampiezza a frequenza acustica provocate dai disturbi e che sono cortocircuitate dal condensatore 24 da 10 micro-F;

d) la presenza della tensione del c.a.s. nel funzionamento sulla gamma per le trasmissioni modulate in frequenza: tale accorgimento, a prima vista incomprensibile se si considera che le condizioni di sovraccarico si traducono in una limitazione conveniente di ampiezza, risulta in realtà molto importante specie per la stabilità del generatore locale, per il valore dell'amplificazione di conversione e per il fatto che si prevengono in tal caso le distorsioni di fase, conseguenti alle condizioni stesse di sovraccarico.

A ciò occorre aggiungere:

— la disposizione ed il dimensionamento del filtro passa-basso connesso all'uscita del bidiodo raddrizzatore T8 del tipo con impedenza a nucleo di ferro, anzichè con resistore, come spesso è fatto;

— l'uso di un tubo raddrizzatore del tipo a riscaldamento indiretto e pertanto caratterizzato dal fatto che la temperatura di regime del catodo è raggiunta contemporaneamente a quella degli altri tubi: si diminuisce in tal modo il massimo valore della tensione di cimento dei condensatori elettrolitici del filtro.

Costruzione e messa a punto.

L'efficienza di un ricevitore del genere dipende largamente dalla costituzione degli stadi che precedono i rivelatori e può considerarsi facilmente raggiunta in quanto le parti più impegnative quali, il gruppo di A.F. ed i trasformatori per le frequenze intermedie risultano già realizzati con particolare razionalità e compattezza.

Le avvertenze che si possono suggerire per il lavoro di montaggio, non riguardano la disposizione e l'orientamento delle singole parti, entrambi già risolte dai tecnici della « F.A.R.E.F. », bensì l'esecuzione dei collegamenti ed in particolare ddelle saldature. I primi devono risultare sempre molto corti, essere convenientemente isolati e disposti in modo da evitare gli accoppiamenti parassiti. Le saldature devono eseguirsi al solito con molta accuratezza specie quelle relative ai terminali del gruppo di A.F. ed al trasformatore per le due frequenze intermedie.

Per quanto riguarda la messa a punto di questo ricevitore si fa anzitutto osservare che i trasformatori per le frequenze intermedie ed il gruppo di A.F. della « SABA » sono già tarati con rilevante esattezza e che la messa a punto ha semplicemente lo scopo di far fronte alle capacità parassite in giuoco.

L'esecuzione strumentale di tale messa a punto, per altro difficilmente necessaria, si effettua come segue.

1. *Ricevitore per le trasmissioni modulate in ampiezza.*

L'allineamento dei circuiti oscillanti previsti per la frequenza intermedia di 467 kc/s, si effettua per tramite di un generatore di segnali modulati in ampiezza. Le condizioni di massima uscita si rilevano molto semplicemente dall'indicatore ottico di sintonia. Altrettanto può dirsi per il gruppo di alta frequenza in cui si hanno due frequenze di allineamento tanto nella gamma delle onde medie quanto in quella delle onde corte.

La messa a punto di esso si effettua quindi per tramite dei compensatori sulla frequenza di allineamento più elevata, mentre si agisce sui nuclei di ferrosite in corrispondenza di quella più bassa.

2. *Ricevitore per le trasmissioni modulate in frequenza.*

L'insieme delle apparecchiature che si richiedono per la messa a punto di questo ricevitore, può essere suddiviso in due gruppi in quanto si considera nel primo un solo *generatore di segnali non modulati,* atto però a coprire la gamma compresa fra 10,7 Mc/s e 120 Mc/s, mentre si comprende nel secondo il *generatore di segnali modulati in frequena* e *l'oscillografo a raggi catodici.*

Nel caso che si adoperi il generatore di segnali non modulati, si applica la tensione di 10,7 Mc/s tra la massa e la griglia di controllo del pentodo EF85 e si connette un voltmetro elettronico oppure un voltmetro usuale ma con resistenza interna di 20.000 ohm/V fra il potenziale di riferimento e la placca del tubo T5 connessa al terminale 10 del gruppo di A.F. Ciò fatto si accorda il primario del discriminatore per il rivelatore a rapporto, fino ad avere la massima deviazione dello strumento. Connesso quindi il voltmetro all'ingresso dell'amplificatore della tensione a frequenza acustica, più precisamente ai capi del condensatore 23 da 1000 pF, si accorda il secondario del discriminatore fino ad annullare la deviazione dello strumento. Ciò fatto si sintonizza successivamente il generatore di segnali sulle frequenze di 10,7 + 0,025 Mc/s — 10,7 + 0,05 Mc/s — 10,7 + 0,1 Mc/s e si prende nota delle corrispondenti tensioni indicate dal voltmetro. I medesimi valori devono aversi accordando il generatori di segnali su 10,7 — 0,025 Mc/s, 10,7 — 0,05 Mc/s — 10,7 — 0,1 Mc/s affinchè la caratteristica di risposta del rivelatore risulti lineare nell'intera banda passante compresa fra 10,8 Mc/s e 10,6 Mc/s. Se ciò non avviene si agisce sui nuclei di polvere di ferro del primario e del secondario del discriminatore.

Per quanto riguarda i trasformatori per 10,7 Mc/s interposti, rispettivamente, fra il tubo ECC81 e l'eptodo del tubo ECH81, nonchè tra quest'ultimo ed il pentodo EF85 si precisa che l'allineamento si effettua sulla frequenza di 10,7 Mc/s e che esso è da considerare raggiunto in corrispondenza alla massima deviazione dello strumento connesso fra la griglia ed il catodo del tubo EF85. Altrettanto è fatto per il gruppo di A.F. per il quale ci si può riferire indifferentemente alle frequenze estreme della gamma ed al valore della frequenza portante di funzionamento previsto.

Per quanto riguarda le apparecchiature del secondo gruppo ed il loro impiego si fa osservare che la modulazione di frequenza del segnale deve provocare una variazione di 300 kc/s in più ed in meno rispetto alla frequenza intermedia di 10,7 kc/s e che i morsetti relativi all'asse Y dell'oscillografo devono essere collegati all'uscita del rivelatore-discriminatore, vale a dire ai capi del condensatore 23 da 1000 pF. Ciò fatto si agisce sui nuclei di polvere di ferro dell'ultimo trasformatore per le frequenze intermedie, tenendo presente che si deve avere un tratto rettilineo sufficientemente esteso raccordato con gli estremi a due gomiti. La linearità di esso dipende dalla frequenza di accordo del primario mentre la simmetria delle due metà rispetto al « *pip* » di 10,7 Mc/s ottenuto da un generatore di comparazione (*marcker*) è legata alla frequenza di accordo del secondario.

Per visualizzare, infine, la curva di risposta dei due trasformatori che precedono quello interposto fra il tubo T4 ed il tubo T5, i morsetti relativi all'asse Y dell'oscillografo si connettono tra la massa ed il terminale 10 del gruppo di A.F. Il riferimento ad un segnale di comparazione di 10,7 Mc/s, è da considerare ancora molto utile, specie per quanto riguarda la simmetria di essa e la larghezza della banda passante.

L'astigmatismo è normalmente accompagnato dalla *curvatura del campo*, vale a dire dal fatto che l'immagine di un piano normale all'asse del sistema è una superficie curva.

La *coma* è un aberrazione che si presenta quando da una sorgente puntiforme posta fuori dell'asse, esce un fascio aperto. I raggi che attraversano le regioni della lente più lontane dall'asse provocano altrettanti cerchi di diverso diametro i cui centri sono situati su una retta. L'immagine che ne consegue è fortemente dissimetrica ed assume l'aspetto di una cometa; da qui appunto il nome di *coma*.

Un sistema stigmatico e senza curvatura del campo può anche fornire una linea curva al posto di una retta non passante per l'asse cardinale. Quando ciò avviene si dice che sono presenti delle *distorsioni*. Si dice più precisamente che si hanno delle distorsioni a *bariletto* quando la linea curva corrispondente all'immagine risulta concava rispetto all'asse, mentre si parla di distorsioni a *cuscinetto* nel caso opposto, cioè quando tale linea presenta una convessità.

Nelle lenti magnetiche, oltre alla distorsione di cui sopra, si ha anche quella detta ad *S* od *anisotropa* che considera la diversa azione esercitata dal campo sulle immagini più lontane dall'asse dal sistema in confronto di quella esercitata invece sulle immagini più vicine.

Un'ultima aberrazione che s'incontra nei sistemi ottici elettronici, è il *cromatismo*, così detto perchè analogo a quello delle lenti. Esso consiste nel fatto che le proprietà dei sistemi ottici elettronici non sono soltanto definite dalle distanze focali, dalla posizione del punto immagine rispetto al punto oggetto, dall'ingrandimento ecc., bensì anche dalla *velocità e dall'energia* posseduta dagli elettroni. Per effetto di tale dispersione di velocità il punto di emissione non corrisponde ad un unico punto immagine, come si comprende immediatamente considerando che gli elettroni animati di minore velocità sono deviati maggiormente di quelli più veloci. Da qui la formazione di una serie di fuochi sull'asse del sistema che dànno luogo al così detto *cerchio di dispersione*. Nè si può dimenticare che anche con la messa a fuoco della superficie emittente non è possibile eliminare completamente il cromatismo nel senso di ottenere un punto geometrico, perchè a tale fenomeno se ne accompagna un altro riguardante le azioni di repulsione che si verificano fra gli elettroni stessi.

In pratica per omogeneizzare il flusso elettronico se ne aumenta notevolmente la velocità con campi acceleratori, prima di sottoporlo alle lente. Infatti, così facendo l'energia di emissione risulta trascurabile rispetto a quella acquisita.

ABRAHAM e BLOCH (multivibratore di...) -

Disposizione autogeneratorica *astabile*, caratterizzata cioè da uno stato di instabilità nel caso, beninteso, che non pervenga ad esso una tensione esterna sincronizzatrice.

Si tratta in effetti (fig. 5a) di uno stadio amplificatore (T1) alla cui griglia perviene la tensione ricavata all'uscita di un secondo stadio amplificatore (T2), accoppiato al primo a resistenza-capacità. Il regime autogeneratorico dell'insieme è provocato dalle tensioni conseguenti alle agitazioni termiche spontanee ed alle fluttuazioni delle correnti elettroniche. Il periodo di funzionamento vale

$$T = 2RC \log_e \frac{Vb - Va}{Vi} \quad (Vecchiacchi)$$

nel caso che avendo a che fare con due tubi identici, come normalmente avviene, sia Vi il potenziale di interdizione di essi e siano anche Va = R1.Ia1 = R2.Ia2, C1 = C2 = C ed R3 = R4 = R.

Per spiegare il meccanismo di funzionamento del *multivibratore* ci si riferisce usualmente ad una condizione iniziale che è in realtà incontrata durante lo stato di regime, cioè ad innesco avvenuto. Supposto pertanto che sia Vg1>Vgi e Vg2 = 0 (fig. 5a), risulta evidentemente Va1 = Vb e Va2 = Vb — R2.ia per cui, essendo nulla la corrente anodica del tubo T1, il generatore Vb fornisce una corrente di carica al condensatore C1. Poichè quindi nell'istante t = 0 (fig. 5b) il valore della tensione Vc1 ai capi del condensatore C1 coincide con la tensione Vb del generatore anodico, si ha una corrente negativa di scarica Ic1 (fig. 5b) che fluisce nel ramo del resistore R4. Da qui una caduta di tensione di segno negativo andando dalla griglia di T2 al catodo ed il conseguente raggiungimento del potenziale d'interdizione.

Contemporaneamente e cioè nell'intervallo compreso fra O e t1 in cui si ha la *scarica* del condensatore C1, si verifica la *carica* del condensatore C2 in quanto dal valore iniziale Vc2 = (Vb — R2.Ia2) + Vi si passa al valore Vc2 = Vb quando è Ia2 = 0, vale a dire quando il tubo T2 risulta all'interdizione. Ciò significa che nel ramo del resistore R3, che è connesso al condensatore C2, si stabilisce una corrente di carica di senso opposto a quella di sarica considerata nel ramo del resistore R4 e che anche la tensione provocata da tale corrente risulta di segno opposto di quella rilevata ai capi di R3. Si ha pertanto una tensione positiva andando dalla griglia di T1 al catodo e quindi la cessazione dello stato di interdizione del tubo.

Si può cioè dire che con l'entrata di C1 in una fase di scarica, si verificano i seguenti fenomeni passando dal tempo t = O al tempo t = t1:

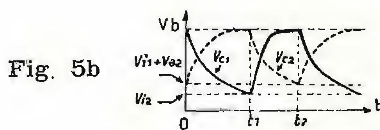


Fig. 5b

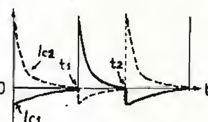


Fig. 5c

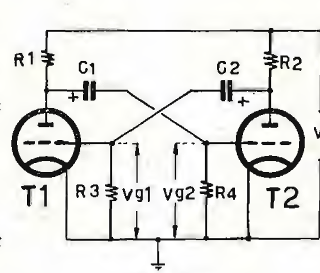


Fig. 5a

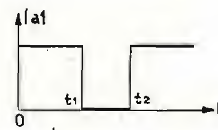


Fig. 5d

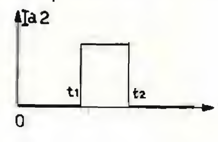


Fig. 5e

1) la corrente di scarica del condensatore C1 fluisce nel resistore R4 per cui si determina ai capi di esso una tensione negativa di polarizzazione che annulla la corrente anodica del tubo T2 (fig. 5 e);

2) la fase di scarica del condensatore C1 è accompagnata dalla fase di carica del condensatore C2; la tensione Vc2 ai capi di esso si eleva e raggiunge il valore Vb nell'istante t = t1 in corrispondenza del quale essendo cessata la corrente di scarica Ic1, cessa anche lo stato di non conduttività del tubo T2;

3) la corrente di carica Ic2 fluisce dal — Vb del generatore anodico al resistore R3 ed all'armatura del condensatore C2 ad esso collegata; la caduta di tensione che si determina ai capi di R3 è di segno positivo andando dalla griglia al — Vb e raggiunge il valore massimo nel tempo t = 0 in cui è parimenti massimo il valore di Ic2;

4) il tubo T1 si trova nella condizione di continuità conduttiva per cui è presente una corrente anodica Ia1 che cessa nell'istante t = t1 in cui si inizia la fase di scarica del condensatore C2 (fig. 5b).

Da qui i fenomeni rilevati si ripetono salvo l'inversione delle condizioni di conduttività dei tubi e dei

processi di carica e di scarica dei due condensatori. Così, nell'intervallo compreso fra t1 e t2 si verifica:

1) la scarica del condensatore C2 la cui corrente, che fluisce nel ramo del resistore R3, determina una caduta di tensione che annulla la conduttività del tubo T1;

2) la carica del condensatore C1 e la conseguente presenza di una corrente che fluisce dal — Vb al resistore R4 e quindi all'armatura di C1 ad esso collegata; poichè la caduta di tensione che ne consegue è positiva andando dalla griglia di T1 al catodo, il tubo in questione si trova nella condizione di conduttività.

Occorre ora osservare che un meccanismo siffatto sussiste realmente in pratica purchè siano verificate alcune condizioni riguardanti, più precisamente:

1) i valori della resistenza di griglia R3 ed R4 che devono risultare notevolmente più elevati delle resistenze di carico R1 ed R2; infatti, quando ciò avviene le intensità delle correnti Ic1 ed Ic2 risultano trascurabili in confronto alle correnti anodiche Ia1 ed Ia2 per cui la tensione esistente fra l'anodo ed il catodo nella condizione di conduttività è realmente calcolata dalla differenza fra la tensione Vb e la caduta di tensione (R1.Ia1 ed R2.Ia2) provocata dalla sola corrente anodica;

2) le resistenze di carico R1 ed R2 i cui valori devono essere stabiliti in modo che in corrispondenza di Vg1 = 0 e Vg2 = 0, la differenza fra il valore di Vb e quello dei corrispondenti prodotti R1.Ia1 ed R2.Ia2 risultino superiori al potenziale d'interdizione dei tubi.

Il multivibratore di *Abraham e Bloch* è adoperato essenzialmente per la misura della frequenza e per avere delle tensioni rettangolari ed a dente di sega.

Per realizzare un *frequenziometro* (V.) si sincronizza il multivibratore sulla fondamentale di funzionamento di un *generatore piezoelettrico* (V.) corrispondente per lo più, per comodità di calcolo, a 100 Kc/s, oppure a 1000 Kc/s od anche a 10.000 Kc/s. Premesso che per *sincronizzazione* s'intende il processo con il quale si *fissa* il periodo di funzionamento del multivibratore e che ciò avviene, applicando molto semplicemente la tensione di cui sopra alla griglia di controllo di uno dei due tubi, si fa osservare che la possibilità di realizzare un frequenziometro discende dalla forma dell'oscillazione ottenuta, evidentemente caratterizzata da un contenuto molto elevato di *armoniche*. Si vuole dire, con ciò, che una volta nota la frequenza fondamentale di sincronizzazione (per esempio 100 Kc/s) sono sicuramente presenti nell'ordine, all'uscita, la seconda, la terza, la quarta, ecc., armonica (200 - 300 - 400 - ecc. Kc/s). Oltre a ciò anzichè realizzare un *frequenziometro a moltiplicazione di frequenza*, si può avere un *frequenziometro a demoltiplicazione di frequenza*, nel senso che se si sincronizza il multivibratore su una frequenza 2, 3, 4,... volte più elevata di quella propria di esso, si hanno all'uscita delle frequenze uguali ad 1/2, ad 1/3, ad 1/4, ... di quella di sincronizzazione.

Per quanto riguarda invece le applicazioni nella tecnica dei radioapparati meritano menzione i *generatori di quadro e di riga* (V.) adoperati nei moderni ricevitori televisivi. Nel caso, per esempio, della fig. 6 si ha un generatore per la frequenza di quadro che segue la disposizione classica di Abraham e Bloch. Il periodo della tensione a denti di sega che si riceve per tramite del condensatore 8 corrisponde al periodo degli impulsi di sincronismo quadri (S) che si ricavano all'uscita di una rete di *integrazione* (V.), rappresentata da due filtri passa-basso a π in serie. Il periodo proprio di funzionamento dell'insieme è legato alla costante di tempo di scarica dei condensatori 10 e 13 e può essere modificato per tramite del reostato 12.

Dagli schemi nel multivibratore di Abraham e Bloch, riportati nelle figg. 5a e 6, si passa immediatamente a quello ddella fig. 7 in cui si ricorre al resistore R3 per realizzare l'accoppiamento retroattivo fra il tubo T2 ed il tubo T1. Il meccanismo di funzionamento di questo schema è spiegato a partire da uno stato di cose in realtà incontrato ad innesco avvenuto. Si suppone pertanto che inizialmente il tubo T2 risulti all'interdizione e che sia conseguentemente nulla la corrente anodica di esso. Si stabilisce in tal caso una corrente di carica del condensatore C3 per cui, verificandosi un accrescimento con legge esponenziale della tensione ai capi di esso, cresce anche la tensione esistente fra l'anodo ed il catodo del tubo T1. Nel contempo il morsetto — Vb del generatore anodico fornisce una corrente di carica al condensatore C2 che perviene ad esso per tramite del resistore R4. Poichè questi è sede di una tensione di segno positivo andando dalla griglia al catodo il tubo T2 passa dallo stato di interdizione a quello di conduttività. Il resistore R3 che era percorso inizialmente dalla corrente anodica del tubo T1 riceve ora anche quella del tubo T2; cresce in conseguenza la tensione ai capi di esso e cresce quindi anche la tensione di polarizzazione del tubo T1 che passa dallo stato di conduttività a quello d'interdizione. Durante la fase di conduttività del tubo T2 il condensatore C3 si scarica attraverso lo spazio catodo-anodo per cui, diminuendo il potenziale anodico del tubo T2 diminuisce anche la tensione ai capi del resistore R3. A questo punto il tubo T2 passa dallo stato di conduttività a quello d'interdizione, mentre cessa lo stato d'interdizione del tubo T1. Da qui il ciclo si ripete.

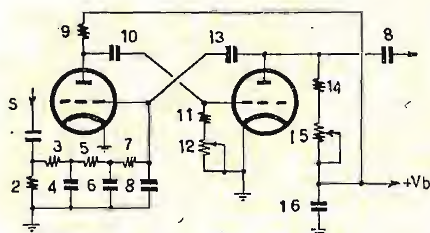


Fig. 6

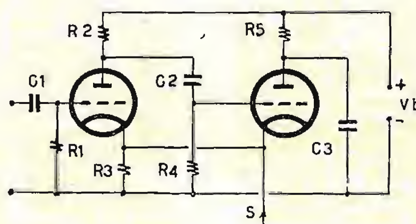


Fig. 7

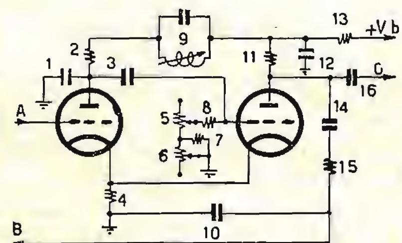


Fig. 8

La tensione di sincronizzazione può essere tanto di fase positiva quanto di fase negativa. Poichè tale tensione ha lo scopo di far passare il tubo T1 dallo stato di conduttività a quello d'interdizione, si richiede di far pervenire questa tensione al catodo nel caso che essa sia di fase positiva, mentre occorre sia applicata alla griglia quando si ha a che fare con una tensione di fase negativa.

Il multivibratore ad accoppiamento catodico è largamente adoperato nei ricevitori televisivi in cui assume molto spesso l'aspetto riportato in fig. 8. Si tratta in tal caso di un *generatore per la frequenza di riga* (V), sincronizzato dalla tensione A ricavata confrontando il periodo degli impulsi di sincronismo con quello di funzionamento del multivibratore stesso.

Si precisa, per ultimo, che il funzionamento del multivibratore classico è considerato nella memoria di *H. Abraham ed E. Bloch*, riportata in *Ann. de Phys.*, 1919, XII, pag. 252 e che la trattazione italiana più importante è quella del dott. Ing. Francesco Vecchiacchi, pubblicata nel fascicolo IX nel mese di *dicembre* 1940 di « Alta Frequenza » (pag. 745). Particolarmente interessante anche lo studio del Prof. N. Carrara (« *Saggio di trattazione sistematica dei bipoli con resistenza differenziale negativa* ») edito su « *Alta Frequenza* » (1939, VIII, pag. 683).

Lo studio del Vecchiacchi è a carattere fondamentale e non si richiama alla nozione di induttanza alla quale si riferisce invece *B. Van Der Pol* (*On relaxtion oscillations* ». *Phil. Mag.* 1926, XI pag. 978). In esso si dimostra anche che la formola approssimata di calcolo

del periodo proprio, T = R4.C1+R3.C2, data tra l'altro da *F. E. Terman* (*«Radio Engineering»*, *Mc Graw-Hill*, New York) è accettabile soltanto nel caso che il rapporto fra la tensione del generatore anodico Vb e la tensione di interdizione dei tubi, Vi, sia uguale a 2,7 il che è però difficilmente verificato.

ABRAHAM e CARPENTIER (frequenziometro di...)

Appartiene alla categoria dei *frequenziometri elettrici a variazione d'impedenza*, adoperati per la misura, con lettura diretta, delle frequenze industriali, acustiche ed ultra-acustiche. Si tratta, più precisamente, di un frequenziometro a *misura di rapporto* comprendente cioè un *elettrodinamometro* a nucleo di ferro ed una rete di resistori e di reattori aventi lo scopo di provocare delle variazioni di grandezza e di fase. L'indicazione strumentale che ne consegue è proporzionale alla frequenza.

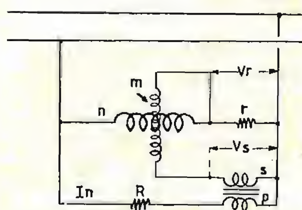


Fig. 9

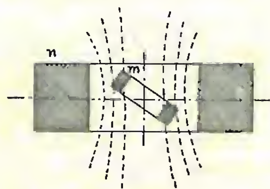


Fig. 10

Per comprendere il funzionamento dell'insieme, rappresentato schematicamente nella fig. 9, giova considerare anzitutto *l'elettrodinamometro* costituito dalla *bobina mobile m* posta nel campo della bobina fissa *n* (fig. 10). Se le bobine sono percorse da due correnti alternate non in fase (fig. 11a), si crea una coppia motrice *Cm* il cui valore medio vale

kInIm cosα

essendo k un coefficiente praticamente costante nel caso, verificato normalmente, che la bobina mobile sia immersa in un campo radiale di uniforme intensità. Pertanto se nel circuito percorso dalla corrente *In* si connette una resistenza *R* di valore molto più elevato della reattanza induttiva di *P* (fig. 9), la corrente *In* è essenzialmente legata al valore di *R* e non dipende dalla frequenza stessa di *In*. Da qui la possibilità di avere una coppia motrice proporzionale al valore della frequenza applicando alla bobina mobile *m* la tensione *Vs* (fig. 9) che varia appunto linearmente con la frequenza.

Analogamente a quanto si verifica negli altri *frequenziometri a misura di rapporto* (V), quello di *Abraham e Carpentier* ha una *frequenza centrale* di equilibrio evidentemente riferita alla presenza di due tensioni (*Vr* e *Vs*) di fase opposta e di uguale ampiezza. (fig. 11b).

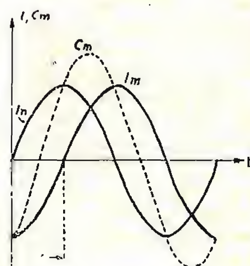


Fig. 11a

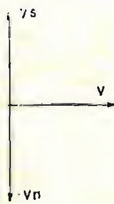


Fig. 11b

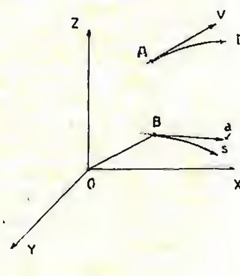


Fig. 12

A. C. -

Abbreviazione adoperata nella letteratura tecnica in lingua inglese per indicare una tensione od una corrente alternativa.

Scrivendo per esempio, 117 V A.C., ci si riferisce alla tensione alternata di 117 V. L'abbreviazione si riferisce alle iniziali dei vocaboli *alternating current*.

ACCELERATORE (campo...)

Perturbazione elettrica dello spazio, provocata da un potenziale continuo o alternativo, per tramite della quale un elettrone è sottoposto nel tempo all'accelerazione

(1) a = e V/md, (c.c.)

(2) a = e Vsenωt/md, c.a.)

essendo *e* ed *m*, rispettivamente, la carica e la massa dell'elettrone, *V* il potenziale continuo applicato all'elettrodo acceleratore, Vsenωt il potenziale alternativo con pulsazione ω applicato a tale elettrodo e *d* la distanza interelettrodica.

Nel caso, in particolare, che sia presente un potenziale alternativo, *l'accelerazione* sussiste soltanto nell'intervallo di tempo compreso fra 0 e T/2 vale a dire, durante la semialternanza positiva della tensione applicata. Poichè invece il campo esercita una forza di repulsione nell'intervallo compreso fra T/2 e T, si dice anche che si ha che fare entro tale intervallo con un *campo acceleratore negativo* in quanto l'azione esercitata da esso sull'elettrone è contraria a quella precedente.

ACCELERAZIONE -

Si intende concettualmente per *accelerazione* l'accrescimento uniforme del movimento provocato da una forza costante che agisce su un corpo inizialmente fermo. La relazione fra la causa (*forza* e l'effetto (*variazione della velocità*) è considerato nel secondo principio della *dinamica* (V.) in cui si afferma che il moto che ne consegue è *naturalmente accelerato e che l'accelerazione risulta proporzionale alla forza agente.* Ciò significa che se due, tre, o più forze, F1, F2, F3,... Fn agiscono separatamente su un corpo, questi subisce le accelerazioni a1, a2, a3,... an proporzionale alle forze stesse. Si può pertanto scrivere

F1/a1 = m, F2/a2 = m, 3/a3 = m,... Fn/an = m

in cui la *costante di proporzionalità m* che vale, evidentemente, m = F/a, prende il nome di *massa* (V.) del corpo considerato e rappresenta una cifra caratteristica di esso.

L'accelerazione vale quindi a = F/m ed è pertanto direttamente proporzionale alla forza agente ed inversamente proporzionale alla massa del corpo. Se si ricorre alle unità del sistema assoluto C.G.S. risulta F = 1 dina, m = 1 grammo-massa ed a = 1 cm/s.

L'accelerazione di un punto mobile *A* animato dalla velocità *v* rispetto ad un punto fisso O è determinata per via grafico-analitica (fig. 12) come segue:

a) si traccia a partire da O il vettore OB equipollente al vettore velocità *v*. rappresentato dalla tangente alla traiettoria *t* nel punto *A;*

b) il vettore a, tangente nel punto *B* alla traiettoria s, che prende il nome di *odografo* del movimento di *A*, rappresenta la velocità di *B* ed è detto accelerazione di A, al tempo *t* in cui si è considerato il punto mobile in questione.

L'accelerazione è pertanto misurata dal coefficiente angolare della tangente o, ciò che è lo stesso, dal limite del rapporto fra l'incremento infinitesimo di velocità *dv* e quello, *dt*, del tempo *t*, quando quest'ultimo tende a zero. Tale rapporto vale quindi *dv/dt* e precisa che la accelerazione di un punto mobile è calcolata dalla *derivata della velocità rispetto al tempo.*

Il rapporto *dv/dt* prende anche il nome di *componente tangenziale dell'accelerazione.*

ACCELERAZIONE (...di gravità)

V. Gravità.

ACCENSIONE -

Voce riferita indifferentemente al circuito dei riscaldatori dei catodi o dei filamenti ed all'alimentazione complessiva di un radioapparato. Si parla pertanto di *circuito* e di *batteria di accensione* nel caso che si consideri il circuito dei filamenti ed anche, per esempio, di *interruttore acceso-spento* per indicare l'organo destina-

to a chiudere e ad aprire il circuito di alimentazione di un radioapparato.

Il problema dell'accensione dei filamenti discende dal fatto che per avere *un'emissione di elettroni* (V. *emissione*), occorre somministrare dall'esterno agli elettroni liberamente vaganti negli spazi interatomici, l'energia cinetica necessaria a vincere la barriera rappresentata dalla cosidetta *affinità elettronica*. L'energia in questione che può essere anche ottenuta per *urto* di una radiazione luminosa (*emissione fotoelettrica*, V) o di una radiazione elettronica (*emissione per bombardamento elettronico*, V.), è provocata nel processo di accensione dall'aumento di temperatura, conseguente all'arroventamento, per *effetto Joule* (V), del metallo destinato ad emettere elettroni o di quello riscaldante la superficie emittente. Dalla necessità di disporre di una corrente elettrica per portare all'incandescenza l'elettrodo emittente, deriva un criterio di classificazione dei tubi. Si ha infatti a che fare con tubi ad *accensione diretta* nel caso che l'elettrodo percorso da tale corrente sia anche destinato all'emissione elettronica, mentre si parla di *tubi ad accensione indiretta* o a *riscaldamento indiretto* quando l'elettrodo emittente (*catodo*) è riscaldato per conduzione da un altro elettrodo (*riscaldatore del catodo*) percorso dalla corrente di accensione.

Il numero di elettroni che possono essere emessi in un secondo da una superficie metallica dipende dalla temperatura di essa ed è calcolato con la formola di *Richardson* (V.) Nel legame che sussiste fra il valore della temperatura e quello della potenza elettrica spesa a tale scopo, quest'ultimo rappresenta un fattore caratteristico del tubo che diminuisce, a parità di ogni altra considerazione, passando dai tubi a riscaldamento indiretto a quelli ad accensione diretta. Questi ultimi utilizzano usualmente dei *filamenti di tungsteno* ricoperti di *torio* (*filamenti toriati*), che forniscono un'emissione molto più elevata di quella ottenuta con il tungsteno puro. Notevoli, in proposito, i risultati conseguiti dalla «Philips» nella serie di tubi D96 ciascuno dei quali richiede una potenza di accensione di 35 mW (1,4 V, 0,025 A). Da questa serie, il cui filamento di tungsteno ha il diametro di 11 *micron*, si passa alle serie di tubi D91 e D92 con filamento di nichel, che richiede una potenza di accensione di 70 mW (1,4 V, 0,05 A). Da notare anche che il fenomeno della *microfonicità*, vale a dire delle vibrazioni a frequenza acustica dell'edificio elettrodico, è messo in evidenza nei tubi a riscaldamento diretto dal fatto che esiste una frequenza di risonanza meccanica del filamento. Questa frequenza, che è di 1500 c/s nei filamenti di nichel, è invece di 4500 c/s per i filamenti di tungsteno ed è quindi più difficilmente raggiunta dalla sollecitazioni meccaniche esterne.

La potenza spesa per l'accensione dei filamenti dei tubi dipende dalla *serie* alla quale essi appartengono e varia per i tubi della medesima serie a seconda delle funzioni assolte. Per quanto riguarda i tubi a riscaldamento diretto si costruiscono normalmente:

a) la *serie per micro-amplificatori* (V. anche *otofoni*) nella quale si comprende un pentodo amplificatore di tensione (DF67) che richiede una potenza di accensione di 8,12 mW (0,625 V, 0,013 A) ed un pentodo di potenza (DL67) con potenza di accensione di 16,25 mW (1,25 V, 13 mA);

b) due serie per apparecchi portatili, già menzionate, con potenza di accensione di 35 mW (D96) e di 70 mW (D91, D92); notevole il fatto che i filamenti dei tubi per l'amplificazione di potenza sono suddivisi in due parti che possono essere collegate indifferentemente in serie od in parallelo e delle quali se ne può adoperare anche una sola sezione (V, in proposito: *accensione, circuito di...*); il filamento del pentodo DL96, per esempio, richiede una potenza di accensione di 70 mW (1,4 V - 0,05 A, 2,8 V - 0,025 A) quando le due sezioni sono collegate, rispettivamente, in *parallelo* ed in *serie*, mentre è sufficiente una potenza di 35 mW nel caso, a volte incontrato in pratica, che sia utilizzata una sola sezione; altrettanto avviene per i pentodi DL92 e DL94 (1,4 V - 0,1 A, 2,8 V - 0,05 A), nonchè anche per il pentodo DL93 (1,4 V - 0,2 A, ,8 V - 0,1 A).

I tubi a riscaldamento indiretto sono costituiti da un riscaldatore posto nell'interno di un tubetto di porcellana rivestito esternamente di una lastra di nichel sulla quale si deposita uno strato di *ossidi alcalino-terrosi* quali il *calcio*, il *bario* e lo *stronzio*, caratterizzati dall'importo dell'emissione elettronica che risulta particolarmente importante con temperature poco elevate.

Anche per i tubi a riscaldamento indiretto la potenza spesa per portare all'incandescenza il riscaldatore del catodo, oltre a variare passando da una *serie* all'altra, è anche in relazione alla funzione prevista. E' infatti da rilevare, che passando, per esempio, dall'amplificazione di tensione a quella di potena si richiede di elevare la intensità della corrente anodica e che occorre accrescere, a tale scopo, l'emissione elettronica.

La potenza spesa per l'accensione dei tubi a riscaldamento indiretto adoperati nei ricevitori domestici è compresa all'incirca fra 1 W e 5 W.

ACCENSIONE (batteria di...)

Generatore a pile o ad accumulatore destinato a fornire ai filamenti la corrente di accensione.

ACCENSIONE (circuito di...) -

Il circuito di accensione assume diversi aspetti pratici a seconda dei tubi e dello scopo al quale è destinata l'apparecchiatura. Si hanno pertanto:

a) circuiti di accensione per ricevitori domestici connessi alla rete a *c.a.* mediante un trasformatore;

b) circuiti di accensione per ricevitore connessi direttamente alla rete a *c.a.*;

c) circuiti di accensione per ricevitori ad alimentazione autonoma;

d) circuiti di accensione per ricevitori ad alimentazione universale, *pile - rete c.a. - c.c.*;

e) circuiti di accensione per i ricevitori di bordo degli autoveicoli e degli aereomobili.

Nel caso dei ricevitori domestici connessi alla rete c.a. per tramite di un trasformatore, si utilizzano usualmente i tubi con tensione di accensione unificata di 6,3 V. I filamenti sono collegati in tal caso in parallelo allo avvolgimento secondario per 6,3 V che si comprende nel trasformatore di alimentazione. Segue subito che l'intensità della corrente erogata da questo avvolgimento è uguale alla somma delle correnti di accensione richieste dai diversi tubi. Per esempio, nel caso di un ricevitore a supereterodina comprendente il triodo - esodo ECH81 (intensità della corrente di accensione If = 0,3 A), il pentodo EF85 (If = 0,3 A), il bidiodo-triodo EBC81 (If = 0,23 A) ed il pentodo di potenza EL84 (If = 0,76 A), il secondario per 6,3 V deve erogare una corrente di 0,3 + 0,3 + 0,23 + 0,76 = 1,59 A per il circuito di accensione, nel caso che i filamenti dei tubi siano appunto connessi in parallelo.

La connessione in parallelo avviene normalmente utilizzando il telaio metallico dell'apparecchiatura come percorso di ritorno della corrente di accensione.

Nel caso che ciò non sia possibile (per esempio quando il centro elettrico del secondario per 6,3 V è collegato a massa), i conduttori relativi al circuito di accensione devono essere intrecciati in quanto, così facendo, risulta minimo il campo a frequenza della rete creato dalla corrente di accensione stessa. Non diversamente avviene per i tubi funzionanti alle iperfrequenze in cui però si prevengono gli accoppiamenti attraverso il circuito di accensione connettendo in serie al conduttore per 6,3 V un impedenza di arresto e derivando tra i reofori del filamento stesso una capacità di dispersione.

Nè può trascurarsi il fatto che l'accensione in c.a dei filamenti è causa di ronzio, sia per *effetto magnetron* (V). sia perchè la temperatura della superficie emittente segue la pulsazione della corrente di accensione, sia anche infine, perchè nel circuito del catodo è presente una tensione a frequenza della rete introdotta per via elettrostatica dal filamento. Per far fronte a ciò nelle apparecchiature più impegnative il circuito di accensione dei tubi più prossimi ai morsetti d'ingresso, comprende un raddrizzatore ed un filtro di livellamento allo scopo di realizzare l'alimentazione con corrente continua (fig. 13).

Occorre ora osservare che nei ricevitori ad alimentazione integrale in c.a., si deve provvedere oltrechè alla accensione dei tubi alla produzione delle tensioni per gli anodi e per le griglie schermo ed anche, eventualmente, a quella di polarizzazione e che si richiede, in conseguen-

C O N S U L E N Z A

TV - Radioapparati - Tecnica elettronica - Teoria e pratica ★ G. Termini

A. Vantaggi conseguiti nella conversione di frequenza affidando ad un tubo separato il compito di creare la tensione a frequenza locale.
B. Vantaggi relativi all'uso di un bidiodo, per le rivelazioni, anzichè un bidiodo-triodo.
C. Valore della massima potenza di uscita ricavata da una coppia di tetrodi 6V6, connessi in parallelo.
D. Cause determinanti l'innesco a frequenza acustica che si verifica per una determinata posizione del regolatore manuale del tono.
E. Eccessivo livello del soffio nell'intorno della frequenza di accordo accompagnato, a volte, dalla ricezione di segnali telegrafici.

Sig. G. Criscione, Ragusa.

A. Nel meccanismo del cambiamento di frequenza realizzato con un solo tubo, anche se del tipo a flussi elettronici separati, sono presenti degli accoppiamenti capacitivi non convenienti fra la sezione destinata a creare la tensione a frequenza locale e quella che riceve la tensione a frequenza portante. L'importanza di tali capacità per altro trascurabile nei tubi di cui sopra funzionanti sulle gamme delle onde medie e corte, cresce con il crescere della frequenza di funzionamento e non può essere ignorata nel caso di un ricevitore a carattere non propriamente domestico, nel quale cioè si raggiungono le gamme delle onde più corte. I fenomeni che si verificano in proposito riguardano:

1) la presenza di una tensione a frequenza locale nel circuito selettore; oltre all'eventuale irradiamento di essa, si ha spesso la formazione di una corrente di griglia durante le elongazioni positive della tensione di cui sopra per cui, con il conseguente diminuire dell'impedenza d'ingresso del tubo, decresce anche il *Q* del circuito selettore e peggiorano per tale fatto, la sensibilità e la selettività di esso;

2) l'anormale funzionamento del processo di conversione delle frequenze portanti nella frequenza intermedia; per esempio, quando la tensione a frequenza locale introdotta per via elettrostatica nel circuito selettore, è in opposizione di fase a quella a frequenza portante, ivi esistente, la componente a frequenza intermedia della corrente anodica diminuisce e diminuisce anche, in conseguenza, la pendenza, di conversione; segue una diminuzione di sensibilità ed un peggioramento del rapporto segnale/rumore;

3) l'instabilità della frequenza di funzionamento del generatore locale provocata dalle variazioni della tensione di polarizzazione del c.a.s.; queste determinano infatti della variazioni nella densità della carica spaziale stazionante intorno al catodo e quindi delle conseguenti variazioni della capacità d'ingresso della sezione connessa al circuito selettore e che sono riportate, per via elettrostatica, alla sezione del generatore locale; il calcolo dimostra, in proposito, che nell'intera estensione di un campo d'onda qualsiasi lo spostamento indesiderato della frequenza locale (*deriva*) è proporzionale al cubo della frequenza stessa di funzionamento.

Si può pertanto concludere che i vantaggi che si conseguono con un generatore locale separato, riguardano il funzionamento sulle onde più corte e si riferiscono all'annullamento degli accoppiamenti elettrostatici ed elettronici; per tale fatto oltre a non andare incontro ad una diminuzione della pendenza di conversione e quindi dell'amplificazione dello stadio, si migliorano le cifre di sensibilità e di selettività di esso e si evita che la frequenza di funzionamento del generatore locale risenta le variazioni di capacità che si verificano nel circuito selettore.

B. La questione riguardante la scelta del tubo rivelatore, nel senso di decidere se ricorrere oppure no ad i tipi comprendenti anche un triodo od un pentodo, rientra nel quadro della struttura generale del ricevitore, ma non ha alcuna influenza nè nel processo di rivelazione nè in quello dell'amplificazione della tensione a frequenza acustica ricavata dal rivelatore. A tale riguardo occorre osservare che le curve caratteristiche relative, ai bidiodi (per esempio EB41) coincidono con quelle dei bidiodi-triodi e dei bidiodi-pentodi (per esempio, EBC41 ed EBF80) in quanto avendosi adoperato dei catodi identici, risultano parimenti uguali i relativi valori delle tensioni termiche Vt considerati nell'espressione

$$i = A.e^{\frac{Va}{Vt}}$$

(Vol. IV, pag. 387 serie «*Tubi elettronici*» edito ad Eindhoven dal laboratorio di ricerche della «*Philips*») in cui *i* è l'intensità della corrente anodica del diodo corrispondente alla tensione di placca Va, *A* è l'intensità relativa a Va = 0 ed *e* è la base dei logaritmi neperiani (e = 2,7172...).

Esistono invece delle questioni pratiche che s'inquadrano però, come si è detto, nella struttura generale del ricevitore e che possono assumere un'importanza determinante circa la necessità di ricorrere a due tubi anzichè ad uno solo. Premesso che ci si riferisce ad una struttura del tipo classico nella quale cioè si affidano a due diodi le rivelazioni destinate a ricavare la modulante e a fornire la tensione per il *c.a.s.*, si possono incontrare i casi:

1) che i fattori elettronici relativi allo stadio per l'amplificazione della tensione a frequenza acustica (triodo o pentodo) rilevati nei bidiodi-triodi e nei bidiodi-pentodi usualmente costruiti, risultino troppo diversi dai valori determinati in sede di progetto;

2) che si voglia realizzare una reazione negativa a comando di corrente, cioè per soppressione del condensatore in parallelo al resistore catodico di polarizzazione del triodo o del pentodo e che si voglia avere nel contempo una particolare tensione di ritardo per il rivelatore del c.a.s., dal quale occorre escludere, beninteso, la tensione di controreazione;

3) che si voglia escludere dai diodi rivelatori un'eventuale tensione a frequenza della rete, provocata dal valore volutamente insufficiente della capacità in parallelo al resistore catodico di polarizzazione, allo scopo, per esempio, di avere una controreazione selettiva, oppure di diminuire l'amplificazione dello stadio nella regione delle frequenze più basse;

4) che si voglia conseguire una particolare semplicità di montaggio senza rinunciare alla eventuale complessità dello schema elettrico prescelto.

C. Connettendo in parallelo due tubi identici si realizza un funzionamento equivalente a quello di un solo tubo avente:

a) una componente continua Iao uguale al doppio di quella relativa ad un solo tubo:

b) una componente alternativa Ia parimenti doppia;

c) una resistenza interna Ri uguale alla metà;

d) una potenza di uscita uguale al doppio nel caso che l'impedenza del carico anodico sia uguale alla metà del valore ottimo richiesto per un solo tubo.

Pertanto se le condizioni di funzionamento dei due tubi coincidono con quelle di uno solo di essi, salvo il valore dell'impedenza del carico anodico, la potenza di uscita risulta soltanto raddoppiata e non triplicata.

D. La causa dell'innesco a frequenza acustica che si verifica in corrispondenza di una particolare posizione del regolatore manuale del tono, più precisamente quando è minima l'attenuazione esercitata da esso sulle frequenze acustiche più elevate, *non può sicuramente ricercarsi* negli stadi per la frequenza intermedia. Per quanto non sia possibile individuare immediatamente tale causa per il fatto che non si conosce la disposizione di esso, si fa osservare che:

a) può essersi verificata una diminuzione, per invecchiamento, delle capacità dei condensatori costituenti tale circuito; può risultare anche diminuita la capacità del condensatore in parallelo al primario del trasformatore di uscita:

b) può stabilirsi un'accoppiamento dall'entrata all'uscita di un solo tubo o di una coppia di stadi per tramite dell'impedenza interna del generatore anodico; tale impedenza che è usualmente calcolata dalla connessione in parallelo di una resistenza con la capacità del condensatore di uscita del filtro di livellamento, diminuisce con l'aumentare della frequenza e cresce per una determinata frquenza con il diminuire della capacità; tale diminuzione, conseguente ad un fenomeno noto di invecchiamento è molto spesso la causa dell'inconveniente lamentato.

E. L'eccessivo livello del soffio nell'interno delle frequenze di accordo del ricevitore, dimostra che è presente un effetto retroattivo o, come si suol dire, che lo stadio amplificatore per la frequenza intermedia tende all'innesco. Se si prescinde dal dimensionamento elettrico e costruttivo dei trasformatori adoperati, per molti aspetti poco felice, si deve considerare che la causa risiede:

1) nell'inesattezza dell'allineamento dei relativi circuiti oscillanti; nel caso, qui verificato, che ciò avvenga per tramite dello spostamento di nuclei di polvere di ferro, si hanno per ogni circuito *due* posizioni di accordo di cui è da accettare soltanto la prima incontrata passando dal nucleo tutto fuori al nucleo tutto dentro; diversamente si aumenta il coefficiente di accoppiamento fra i due circuiti e si va incontro all'innesco;

2) nell'inefficienza della connessione al terminale di contatto con la massa dello stadio.

3) nel valore insufficiente della capacità dei condensatori di dispersione;

4) delle errate condizioni di lavoro del tubo (tensione di griglia schermo eccessiva, tensione di polarizzazione insufficiente).

Per quanto riguarda invece la ricezione di segnali telegrafici nella gamma delle onde medie, si deve ancora ricercare la causa nella scarsa efficienza del gruppo di A.F., specie per quanto riguarda il valore, non proprio elevato, del Q del circuito selettore, oppure nell'inesattezza della messa in passo. Da notare anche che l'eccessivo livello del soffio può dipendere dalla scarsa efficienza dell'antenna e che di ciò ci si rende conto, molto semplicemente, aumentando la lunghezza di essa.

Il fischio che si accompagna all'ascolto della stazione di Caltanisetta è provocato dall'interferenza con la banda laterale del canale adiacente ed è appunto spiegato dalla modesta selettività del gruppo di A.F. ed anche, probabilmente, dall'inesattezza della messa in passo.

Qualità dell'immagine televisiva.

Sig. F. A., Milano.

La trasmissione alla quale Lei si riferisce in particolare e che è stata vista in un locale pubblico anche dallo scrivente, conferma la supposizione che si desume dal Suo scritto e cioè che non si tratta affatto di anormalità relativa al funzionamento del trasmettitore e degli apparati ad esso collegati (ponti radio, cavi coassiali, ecc.), bensì unicamente dalla scarsa efficienza del ricevitore in questione. E' pertanto errata l'affermazione del tecnico che ha volutamente mentito o che non è a conoscenza delle cause determinanti la mancanza dei dettagli da Lei lamentata. A parte il fatto specifico devo precisare che il ricevitore in questione segue uno schema che riassume la produzione americana (non esattamente interpretata) di una diecina di anni or. sono e che le diverse parti di esso sono facilmente criticabili sia dal punto di vista teorico, sia anche da quello della realizzazione effettiva. Si ritiene pertanto di poter concludere che la sostituzione di esso, da Lei considerata possibile, sia da accettare senz'altro.

Convertitore per 14 Mc/s. Calcolo del monocomando: casi e procedimenti valevoli anche per gli stadi a banda allargata.

Sig. G. Z., Reggio Emilia.

La soluzione proposta di realizzare un generatore per la tensione a frequenza locale del tipo con controllo a quarzo, appare accettabile, ma sempre poco conveniente, solo nel caso che si preveda di coprire l'intera gamma radiantistica con un numero non indifferente di quarzi. E' noto in proposito che tra la frequenza intermedia fi, quella locale fl e quella portante fp, sussiste la relazione fondamentale $fi = fl \pm fp$ per cui ad ogni valore di fl corrisponde un determinato valore ed uno solo di fp nel caso, sempre verificato, che fi sia costante.

E' anche opportuno osservare che la complicazione costruttiva e l'aumento non indifferente del costo e dell'ingombro, non sono giustificati da alcuna considerazione teorica e pratica. Il problema della stabilità di funzionamento del generatore per la frequenza locale non risulta particolarmente impegnativo per la banda prevista e può essere completamente risolto anche senza ricorrere al controllo piezoelettrico.

Lo scopo per cui tra il collettore d'onde ed i morsetti d'ingresso del ricevitore di bordo s'interpone un convertitore di frequenza, è senz'altro risolto con lo schema riportato nella fig. 1, anche se è evidente che se si affida in ogni caso la conversione di frequenza ad un tubo a flussi elettronici separati (quale, per esempio, il triodo-eptodo ECH81) si ottengono dei risultati di sensibilità e di stabilità sensibilmente migliori di quelli conseguiti con il tubo disponibile, che è del tipo a flusso elettronico unico. Una diversa disposizione quale quella, per esempio, di escludere lo stadio preselettore e di affidare al pentodo 12BA6 il compito di amplificare la tensione ricavata dall'eptodo 12BE6 non appare accettabile per il notevole peggioramento del rapporto d'immagine e del rapporto segnale/rumore.

Lo schema che si propone segue la disposizione classica d'impiego dei tubi disponibili e non presenta notevoli particolarità di dettaglio. Meritano però menzione:

a) il circuito oscillante a risonanza di corrente (condensatore 2a — bobina 2b) connesso in serie all'antenna ed avente lo scopo di escludere dal circuito preselettore le tensioni a frequenza portante comprese nell'intorno della frequenza di conversione del tubo T2; lo scopo è ottenuto accordando tale circuito sul valore della frequenza stessa di conversione;

b) la mancanza del condensatore in parallelo al resistore catodico di autopolarizzazione 11; questi è pertanto sede di una tensione di controreazione che si oppone alle variazioni della capacità d'ingresso del tubo provocate dal c.a.s., più precisamente dalle variazioni da esso apportate alla pendenza del tubo;

c) la compensazione dell'accoppiamento esistente per via elettronica tra il generatore per la tensione a frequenza locale ed il circuito selettore; ciò è fatto per tramite del condensatore C da 1,5 pF con il quale si fa pervenire alla griglia in questione una tensione di fase opposta;

d) la ripartizione potenziometrica della tensione di griglia schermo del tubo T2 (resistori 27 e 28) e la conseguente stabilizzazione di essa, a prima vista non necessaria in quanto si è escluso da tale tubo la tensione del c.a.s.; in realtà si fa fronte in tal modo alle inevitabili variazioni della tensione del generatore di bordo.

Per passare alla realizzazione di un « *converter* » del genere si devono risolvere due problemi essenziali, relativi, più precisamente:

1) al valore della frequenza di conversione;

2) alla realizzazione del monocomando.

Per quanto riguarda il primo appare senz'altro evidente la necessità di far comprendere tale frequenza nella regione delle frequenze più elevate della gamma delle onde medie perchè, così facendo, si diminuisce la possibilità di ricevere la frequenza immagine. Si consideri infatti, in un primo tempo, di avere una frequenza di conversione di 600 kc/s e di ricevere una tensione di 14 Mc/s, pari cioè a 14000 kc/s.

La frequenza immagine, che differisce dalla frequenza di accordo del doppio della frequenza intermedia, è uguale in tal caso a $(600.2)+14000=15,2$ Mc/s. Se la frequenza di conversione è invece di 1500 Kc/s, la frequenza immagine risulta uguale a $(1500.2)+14000=17$ Mc/s e pertanto sensibilmente meno prossima alla frequenza di accordo.

Per quanto riguarda il problema del monocomando, è anzitutto evidente che la soluzione di esso è largamente agevolata dal valore molto piccolo del rapporto fmax/fmin della gamma radioantistica. Con ciò si vuol dire che l'errore di disallineamento è praticamente trascurabile anche se si ha a che fare con una sola frequenza d'incrocio.

Premessa l'impossibilità pratica di avere un condensatore variabile di accordo con rapporto Cmax/Cmin adeguato al rapporto fmax/fmin di tale gamma (occorre infatti che sia $Cmax/Cmin = (fmax/fmin)^2$), occorre precisare che si hanno da considerare due soluzioni relative alla connessione del condensatore di correzione, che può avvenire tanto in *serie*, quanto in *parallelo* al condensatore variabile disponibile e che si ha anche una terza soluzione in cui si ha un condensatore in serie ed un condensatore in parallelo.

Nel caso del *collegamento in serie* il circuito selettore e quello del generatore per la frequenza locale assumono l'aspetto dato in fig. 2a) in cui si sono distinti con il pedice o gli elementi relativi a quello del generatore.

Poichè sono note le capacità massima e minima dei condensatori variabili (Cmax/Cmin), evidentemente identici, nonchè le frequenze estreme di gamma (fmax, fmin) ed il valore della frequenza di conversione (fc), si devono calcolare Cc, L, Cso ed Lo. Nei valori di Cpo e Cp s'intendono conglobate le capacità dei compensatori, quelle distribuite delle bobine e delle connessioni e quelle, infine, degli elettrodi dei tubi ai quali essi sono collegati.

Se ora si considera il circuito selettore e si pone:

(1) $A = f_{max}/f_{min}$

per cui risulta:

$$A^2 = \frac{C_p + \dfrac{C_s \cdot C_{max}}{C_s + C_{max}}}{C_p + \dfrac{C_s \cdot C_{min}}{C_s + min}}$$

e quindi, risolvendo:

(2) $$C_s = \frac{A^2 \cdot C_p \cdot (C_{min} + C_{max} + C_{max} \cdot C_{min}) + A^2 \cdot C_{min} \cdot C_{max}}{C_p + C_{max} - A^2 (C_p - C_{min})}$$

Indicando ora con *B* la costante oscillatoria del circuito selettore relativa ad fmax, si ha:

(3) $B = (10^6/2\pi f_{max})^2$ e quindi.

(4) $$L = \frac{B}{C_p + \dfrac{C_{min} \cdot C_s}{C_{min} + C_s}}$$

Per quanto riguarda il circuito del generale locale, si deve osservare che il rapporto $(f_{max}+f_c)/(f_{min}+f_c)$ è molto piccolo e che è invece molto elevato il rapporto f_{min}/f_c. In conseguenza può essere prevista una sola frequenza di allineamento

(5) $f_1 = \sqrt{(f_{max}+f_c)\ (f_{min}+f_c)}$

per cui, se si pone

(6) $D = [10^6/2\pi(f_1+f_c)]^2$

$= 323$ pF;

dalla (3): $B = (10^6/6{,}28 \cdot 14500)^2 = 118{,}81$

dalla (4): $$L = \frac{118{,}81}{20 + \dfrac{11 \cdot 323}{11+323}} = 3{,}8\ \mu H$$

avendo espresso f in kc/s nella (3) e Cp, Cmin, Cs in pF nella (4).

Si ha quindi ancora:

dalla (5): $f_1 = \sqrt{(14{,}5 + 0{,}15)\ (13{,}8 + 0{,}15)} = 14{,}2$ Mc/s;

dalla (6): $D = [10^6/6{,}28(14200+1500)]^2 = 102{,}01$

per cui dalla (7) risulta:

$$L_o = \frac{102{,}01}{\sqrt{\left(20+\dfrac{210 \cdot 323}{210+323}\right)\left(20+\dfrac{11 \cdot 323}{11+323}\right)}} =$$

$= 1{,}5\ \mu H$.

Nel caso invece che la capacità dei condensatori variabili non sia sufficientemente elevata, conviene connettere il condensatore di adattamento in parallelo al condensatore variabile di accordo. Considerando il circuito selettore e ponendo ancora

(8) $A = f_{max}/f_{min}$,

si ha subito:

$$A^2 = \frac{C_p + C_{max}}{C_p + C_{min}}$$

e quindi risolvendo risulta

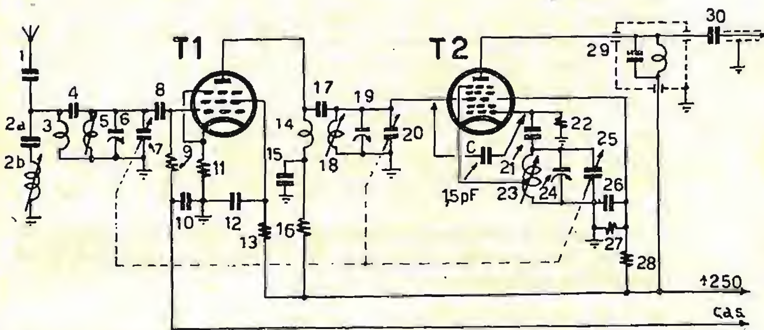


Fig. 1 TUBI - T1 - 12BA6; T2 - 12BE6; 1 - 500 pF; 2 a - 100 pF; 4 - 10 pF; 8 - 100 pF; 9 - 1M-ohm, 1/4 W; 10, 12, 15 - 10.000 pF (mica); 13 - 35 K-ohm, 1/2 W; 16 - 5000 ohm, 1/2 W; 17 - 10 pF; 21 - 50 pF; 22 - 20 K-ohm, 1/4 W; 26 - 10.000 pF (mica); 27 - 30 K-ohm, 1/2 W; 28 - 15 K-ohm, 1/2 W; 30 - 25 pF.

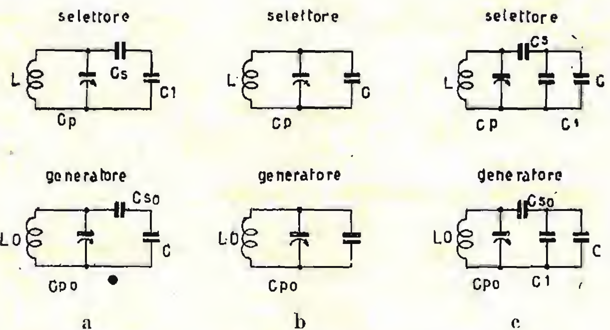


Fig. 2

sostituendo e ricavando si ottiene:

(7) $$L_o = \frac{D}{\sqrt{\left(C_{po}+\dfrac{C_{max} \cdot C_{so}}{C_{max}+C_{so}}\right)\left(C_{po}+\dfrac{C_{min} \cdot C_{so}}{C_{min}+C_{so}}\right)}}$$

che considera il problema risolto nel caso che si ponga, ovviamente, $C_{po} = C_p$; $C_{so} = C_s$.

Esempio.

Posto fmax = 14,5 Mc/s, fmin = 13,8 Mc/s, fc = 1500 kc/s, si decide di adoperare il condensatore variabile a tre sezioni EC3451.13 della « Ducati » per cui risulta Cmax = 210 pF e Cmin = 11 pF per sezione. Supposto sia Cp = = Cpo = 20 pF, si ha anzitutto dalla (1)

$A = 14{,}5/13{,}8 = 1{,}05$

ed è quindi $A^2 = 1{,}1$.

Successivamente si ottiene:

dalla (2): $$C_s = \frac{1{,}1 \cdot 20(11+210+210 \cdot 11)+1{,}1 \cdot 11 \cdot 210}{20+210-1{,}1(20-11)} =$$

(9) $$C_p = \frac{C_{max} + A^2 \cdot C_{min}}{A^2 - 1}$$

La costante oscillatoria del circuito selettore relativa ad fmax, vale ancora

(3) $B = (10^6/2\pi f_{max})^2$

per cui si ottiene

(1) $$L = \frac{B}{C_p + C_{min}}$$

Per quanto riguarda il circuito del generatore locale si procede nel modo già visto per il caso precedente tenendo presente che le capacitive complessive in giuoco valgono ora Cmax + Cpo e Cmin + Cpo essendo Cpo = Cp.

Si ha pertanto:

(11) $$L_o = \frac{D}{\sqrt{(C_{max}+C_{po})\ (C_{min}+C_{po})}}$$

Esempio.

Essendo fmax = 14,5 Mc/s, fmin = 13,8 Mc/s fc = 1500 kc/s e supposto che sia Cmax = 20 pF, Cmin = 5,5 pF (mod. EC3451.14 « Ducati »), si ha successivamente:

$$\text{dalla (9): } C_p = \frac{20+1{,}1.5{,}5}{1{,}1-1} = 260 \text{ pF};$$

$$\text{dalla (10): } L = \frac{118{,}81}{260+5{,}5} = 0{,}44 \mu\text{H};$$

ed essendo per la (6) D = 102,01, si ha dalla (11):

$$L_o = \frac{102{,}01}{\sqrt{(20+260)\,(5{,}5+260)}} = 0{,}36 \ \mu\text{H}.$$

Se si ricorre, infine, alla disposizione della fig. 2c si ottiene

$$A^2 = \frac{C_p + \dfrac{C_s(C_{max}+C1)}{C_s+C_{max}+C1}}{C_p + \dfrac{C_s(C_{min}+C1)}{C_s+C_{min}+C1}}$$

il cui sviluppo può riportarsi a quello relativo allo schema della fig. 2a nel caso che essendo noti Cp, Cmax e Cmin, si stabilisca a priori il valore di Cl.

Esempio.

Considerando fmax = 14,5 Mc/s, fmin = 13,8 Mc/s, fc = 1500 kc/s, Cp = 10 pF, si ammette che sia Cmax = 20 pF, Cmin = 5,5 pF (EC3451.14) e si pone C1 = C2 = 50 pF.

Passando al calcolo di Cs e ponendo nella (2) Cmin = 5,5 + Cl = 5,5 + 50 = 55,5 pF, Cmax = 20 + Cl = 20 + 50 = 70 pF, sostituendo nella (2) e risolvendo si ottiene:

$$C_s = \frac{1{,}1.10(55+70+55{,}5.70)+1{,}1.55{,}5.70}{10+70-1{,}1(10-55{,}5)} =$$

= 372 pF.

Dalla (3) risulta B = 118,81 e poichè la (4) vale in tal caso:

$$L = \frac{B}{C_p + \dfrac{C_s(C_{min}+C1)}{C_s+C_{min}+C1}}$$

sostituendo ed eseguendo si ottiene:

$$L = \frac{118{,}81}{10 + \dfrac{372.55{,}5}{372+55{,}5}} = 2{,}04 \ \mu\text{H}.$$

Ponendo quindi Cpo = Cp, Cso = Cs, sostituendo nella (7) i valori noti e risolvendo risulta:

$$L_o = \frac{102{,}01}{\sqrt{\left(10 + \dfrac{70.372}{70+372}\right)\left(10 + \dfrac{55{,}5.372}{55{,}5+372}\right)}} =$$

= 1,61 μH.

I risultati in questione sono raccolti nella tabella che segue. La scelta dello schema è legata alla capacità del condensatore variabile disponibile; appare comunque preferibile lo schema della fig. 2c che consente di avere un rapporto L/CR molto conveniente. Degno di nota anche il fatto che con gli schemi della fig. 2a le stazioni si addensano nella regione delle frequenze più elevate della gamma, mentre con gli schemi della figura 2b avviene il contrario, nel senso che le stazioni sono in tal caso addensate nella regione delle frequenze più basse.

Schema Fig. 2	C_{max} pF	C_{min} pF	Cp, Cp_o pF	C1, C2 pF	Cs, Cs_o pF	L μH	L_o μH
a	210	11	20	—	323	3,8	1,5
b	20	5,5	260	—	—	0,44	0,36
c	20	5,5	10	50	372	2,04	1,61

Per il calcolo delle bobine si rimanda ad un prossimo fascicolo. I dati costruttivi di esse, riferiti ad un supporto avente 16 mm di diametro, risultano nell'ordine:

L = 0,44 μH; 5,1 spire, filo 0,8 mm, passo 1 mm;
L = 0,36 μH, 4,6 spire, filo 0,8 mm, passo 1 mm;
L = 1,5 μH, 9,8 spire, filo 0,5 mm, passo 1 mm;
L = 1,61 μH, 10,2 spire, filo 0,5 mm, passo 1 mm;
L = 2,04 μH, 11,9 spire, filo 0,5 mm, passo 0,5 mm;
L = 3,08 μH, 14 spire, filo 0,3 mm, passo 0,3 mm.

L'accordo avviene per tramite di nuclei cilindrici di polvere di ferro da 10 mm.

Dati costruttivi di trasformatori per transistori.

Sig. F. Ferrari, Crotone (Catanzaro).

A pag. 1613 (fascicolo N. 50) si dà lo schema di un amplificatore portatile a tre transistori e si riportano in dettaglio i dati elettrici e costruttivi comunicati dal costruttore (laboratorio sperimentale della « *Philips* »). Si prega pertanto di riferirsi a tale sede per non andare incontro a delle incertezze circa la funzione affidata a ciascun trasformatore.

I risultati da Lei conseguiti sui transistori citati sono in netto contrasto con quelli comunicati alla stampa tecnica da diversi altri sperimentatori. Mancano comunque gli elementi di giudizio in quanto oltre a non conoscere gli schemi attuati, il lavoro svolto in materia nel nostro laboratorio si è riferito ad altri tipi.

A proposito dell'alimentazione di un tubo 3BP1.

Sig. R. Ghironi, La Spezia.

L'anormalità riscontrata è sicuramente da imputare al circuito di alimentazione. Il problema di avere una tensione sufficientemente elevata, si risolve con facilità duplicando con un bidiodo a catodi separati (del tipo EB41, per esempio) la tensione alternata di 360 V ricavata da una metà del secondario relativo. Uno schema dettagliato del genere può vedersi a pag. 1080 (Consulenza 660, fascicolo N. 33) al quale si prega di volersi riferire.

E' allo studio da tempo un'apparecchiatura di notevole interesse specie per il costo e per l'ingombro, nella quale si hanno un oscillografo e diversi generatori di segnali. Di essa si darà notizia in uno dei prossimi fascicoli.

A proposito dell'amplificatore ad alta fedeltà con coppia di pentodi EL84, pubblicato a pag. 1259 (fascicolo N. 39) di « radiotecnica-televisione ».

Sig. E. Martinelli, Roma.

L'eccezionale qualità dell'amplificatore in questione è dimostrata dall'importo della distorsione non lineare che è inferiore all' 1%, quando si ricava all'uscita la potenza di 11 W.

Per quanto riguarda i potenziometri P1, P2 e P3, i cui valori sono stati erroneamente omessi, si precisa che i primi due (P1 e P2) agiscono su due diverse frazioni dello spettro acustico e che si richiedono, in conseguenza, due regolazioni separate. Occorre sia P1 = P2 = 2,5 M.ohm, P3 = 1 M.ohm. Quest'ultimo rappresenta il regolatore manuale del volume.

A proposito del mancato funzionamento in regime di autoeccitazione del generatore per la tensione a frequenza locale.

Sig. A. Conti, S. Domenico di Fiesole (Firenze).

Il mancato innesco del generatore locale è unicamente da imputare al valore troppo basso del condensatore interposto fra la griglia anodica del tubo 12A8 ed il circuito delle bobine di reazione. Si dimostra in proposito per via analitica e sperimentale che esiste un *valore minimo* di tale capacità al disotto del quale l'effetto retroattivo è insufficiente a far funzionare il tubo in regime di eccitazione e che il valore minimo in questione cresce con il decrescere dlla frequenza di funzionamento (da qui infatti la tendenza all'innesco osservata sulla frequenza di accordo più elevata).

Occorre pertanto sostituire il condensatore da 100 pF, con un condensatore, sempre a mica, da 500 pF.

Microamplificatore individuale portatile.

Sig. E. di N., Modena.

Anzichè adoperare il doppio triodo 6J6 che richiede una

potenza di accensione di 2,83 W (6,3 V—0,45), pertanto eccessiva nel caso dell'alimentazione a pile, appare molto conveniente una coppia di pentodi per otofoni DF67 che forniscono un'amplificazione complessiva di 961 unità (31 per tubo). Il circuito dei filamenti richiede in tal caso una corrente di 13 mA con 1,25 V (connessione in serie, 0,625 V per ciascun tubo) con potenza complessiva quindi di 16 mW (1,25.0,013). Parimenti molto bassa la potenza richiesta dal generatore anodico al quale si richiede tra l'altro la tensione di 22,5 V.

Le componenti continue della corrente anodica e di quella della griglia schermo di ciascun tubo sono, rispettivamente, 0,0117 mA e 0,0025 mA. La corrente complessiva è quindi di 0,0142 mA il che significa che per alimentare una coppia di tubi, il generatore anodico deve fornire una corrente di 0,0142.2 = 0,0284 mA. La potenza spesa, per Vb = 22 V, vale quindi 0,062 mW, mentre per l'alimentazione anodica di una sola sezione del tubo 6J6 (Ia = 8 mA, = 100 V) occorre una potenza di 800 mW.

Si avverte comunque che all'ingresso del primo triodo si è omesso il necessario resistore di dispersione (0,5 M-ohm 1/4 W).

Ricevitore individuale con stadio amplificatore a cristalol. Varie.

Sig. M. Cano, Sorso (Sassari).

Il problema di separare la locale stazione ripetitrice (1448 kc/s) da quella molto più potente di Montecarlo (1466 kc/s), anche se non agevole da risolvere nel caso che non si voglia ricorrere al cambiamento di frequenza, può essere affrontato con notevoli probabilità di successo adottando due accorgimenti vale a dire, a) connettendo in serie all'antenna un circuito trappola accordato sulla frequenza che non si vuole ricevere e, b) ricorrendo a circuiti oscillanti ad alto *Q*.

Appare pertanto conveniente lo schema dato in fig. 3 nel quale il diodo rivelatore 9 è seguito dal triodo a cristallo 14 (CK722). Per diminuire lo smorzamento provocato nel circuito selettore dall'antenna e dal diodo rivelatore, si sono previste due prese nella bobina di accordo in quanto, così facendo, le resistenze equivalenti ai circuiti in questione, risultano connesse su una frazione della bobina. Il principio informatore, che è ovviamente quello dell'adattamento d'impedenza per via autotrasformatorica, è spiegato dal fatto che se la resistenza esterna equivalente *R* è connessa su una frazione $1/n$ del numero totale di spire n,

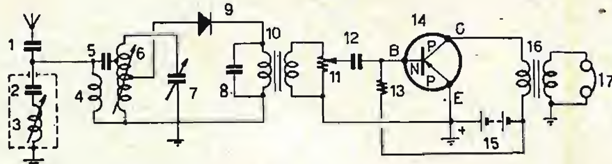


Fig. 3

costituenti la bobina in questione, lo smorzamento che ne consegue nell'intero circuito oscillante, è il medesimo di quello provocato da una resistenza n^2 volte più elevata di quella di *R*.

Per realizzare un circuito trappola ad alto *Q*, per modo cioè che l'effetto di esso sia risentito nel solo intorno molto prossimo alla frequenza indesiderata (1466 kc/s), è opportuno ricorrere ad una bobina con nucleo di polvere di ferro. Due bobine a nido d'ape, in serie tra loro ed aventi ciascuna 42 spire di filo litz 10 x 0,05 mm, avvolte su un supporto da 10 mm di diametro, assumono un valore di 100 µH per tramite di un nucleo cilindrico di polvere di ferro lungo 15 mm ed avente un diametro di 7 mm. Da qui la necessità di connettere in serie ad esso un condensatore (2) da 110 pF. Una bobina siffatta può anche servire per il circuito selettore purchè sia provvista di due prese, una alla 50ª spira circa destinata a connettersi al rivelatore 9 ed un alla 65ª spira per il circuito d'antenna. Il circuito selettore è accoppiato per via trasformatorica alla bobina di antenna 4 che è bene sia del tipo ad alta impedenza per rendere trascurabili l'effetto delle reattanze induttive e capacitive dell'antenna riportate dall'accoppiamento nel circuito selettore. Si richiede pertanto una bobina a nido di ape di 200 spire, filo 0,1 mm, con una o due coperture di seta, fissata a non meno di 3 mm dalla bobina di accordo.

Degno di esame lo stadio amplificatore nel quale si comprende, come si è detto, il transistore CK722 della *Raytheon*. La disposizione adottata è del tipo con emettitore a massa vale a dire con comportamento paragonabile a quella di un tubo elettronico con catodo a massa. Il funzionamento di esso può essere così spiegato. La tensione eccitatrice ricavata dal secondario del trasformatore di accoppiamento 10, più precisamente ottenuta per tramite del potenziometro 11 che rappresenta il regolatore manuale di volume, provoca una variazione della corrente che si ha nel circuito della base per cui si verificano delle corrispondenti variazioni di corrente nel circuito del collettore che è connesso al trasformatore di uscita. In realtà il transistore CK722 è del tipo *p—n—p*, vale a dire che in esso si comprendono due strati laterali esterni, di germanio del tipo *p* ed uno stadio intermedio del tipo *n* che costituisce la *base*. Ciò significa che nell'emettitore si ha un eccesso di vuoti e che questi possono andare dall'emettitore al collettore nel caso che questi sia a potenziale negativo rispetto ad esso. Il concetto della *conduzione per vuoti* può anche spiegarsi dicendo che gli elettroni in eccesso che si hanno nel germanio di tipo *n* alla base, si trasferiscono nell'emettitore e si sostituiscono ai vuoti che passano nella base. Ciò avviene infatti quando l'emettitore è messo in condizioni di ricevere gli elettroni della base, vale a dire quando ad esso si applica un potenziale positivo rispetto alla base stessa.

L'amplificazione di corrente che si consegue con una disposizione del genere, è spiegata dal fatto che ad una variazione molto piccola della corrente nel circuito della base, provocata dalla tensione eccitatrice, si accompagna una corrispondente variazione nella corrente, molto più elevata, esistente nel circuito del collettore che riceve anch'esso una tensione negativa rispetto all'emettitore e che è quindi in grado di esercitare uno spostamento dei vuoti che si hanno nell'emettitore stesso.

Il circuito d'ingresso del transistore ha un'impedenza di 1000 ohm e richiede di essere accoppiato all'uscita del rivelatore mediante un trasformatore con rapporto in discesa andando dal rivelatore al transistore stesso. Il resistore 13 ha lo scopo di far pervenire alla base un potenziale negativo rispetto all'emettitore. Il valore di questo resistore, che è usualmente di 0,1 M-ohm, dipende dal valore della tensione del generatore 15 e può essere ricercato sperimentalmente connettendo in serie al collettore uno strumento da 1 mA. La corrente del collettore è in relazione al valore del resistore in questione e non può essere superiore a 0,5 mA. Il condensatore 12 deve avere una reattanza molto bassa per lo spettro delle frequenze in giuoco. La capacità di esso dev'essere pertanto molto elevata (da 10 micro-F a 25 µF) in conseguenza al fatto che tale condensatore è collegato in serie all'impedenza, molto bassa, di ingresso.

Per quanto riguarda il circuito di uscita del collettore si fa osservare che se gli auricolari sono del tipo a cristallo si richiede di interporre un trasformatore (16) di adattamento con rapporto in salita andando dal collettore agli auricolari. Più convenienti pertanto gli auricolari elettromagnetici a bassa impedenza che possono connettersi al posto del primario del trasformatore di uscita. Occorre però che la resistenza ohmica di essi sia poco elevata se non si vuole andare incontro ad una diminuzione, non conveniente, dalla tensione applicata al collettore.

La potenza ricavata dall'uscita cresce con il crescere della tensione applicata. Questa è per altro limitata dalla massima potenza (30 mW), che si può dissipare nel circuito del collettore. La determinazione sperimentale è riferita alla intensità della corrente nel circuito del collettore, che non può essere superiore a 5 mA. Si può pertanto ritenere che il valore massimo di tale tensione sia uguale a 10 V e che, in relazione alla prestazione richiesta, si può accettare qualunque valore compreso fra 1,5 V e 10 V.

Degno di rilievo il fatto che l'impedenza di uscita di tale stadio è misurata dal rapporto Vc/Ic, essendo appunto Vc la tensione applicata al collettore ed Ic la corrente di esso. Nota tale impedenza (Zc) si calcola ovviamente il rapporto del trasformatore di uscita estraendo la radice quadrata dal rapporto Zc/Z, avendo indicato con Z l'impedenza degli auricolari disponibili.

TUBI PHILIPS PER AMPLIFICATORI B. F.

Tipo	Dati di accensione	Applicazione	Tensioni Resistenze	Correnti (mA)	Dati caratteristici
EF 86 Pentodo preamplificatore	V_f = 6.3 V I_f = 0.2 A	Caratteristiche tipiche	V_a = 250 V V_{g2} = 140 V V_{g1} = —2 V	I_a = 3.0 I_{g2} = 0.55	S = 1.85 mA/V R_i = 2.5 MΩ C_{ag1} < 0.025 pF
		Amplificatore B. F.	V_b = 250 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 1.0 MΩ R_k = 2.2 kΩ	I_k = 0.95	g = 180
ECC 40 doppio triodo	V_f = 6.3 V I_f = 0.6 A	Caratteristiche tipiche	V_a = 250 V V_g = —5.2 V	I_a = 6	S = 2.7 mA/V R_i = 11 kΩ μ = 30
		Amplificatore B. F.	V_b = 250 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 2 kΩ	I_a = 1.5	g = 26 V_o = V_{eff} d_{tot} = 1.9 %
ECC 82 doppio triodo	V_f = 12.6 V I_f = 0.15 A V_f = 6.3 V I_f = 0.3 A	Caratteristiche tipiche	V_a = 250 V V_g = —8.5 V	I_a = 10.5	S = 2.2 mA/V μ = 17 R_i = 7.7 kΩ
		Amplificatore B. F.	V_b = 250 V R_a = 0.22 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.82	V_o = 28 V_{eff} g = 14.5 d_{tot} = 4.8 %
			V_b = 400 V R_a = 47 kΩ R_k = 1.2 kΩ	I_a = 5.0	V_o = 59 V_{eff} g = 13.5 d_{tot} = 6.7 %
ECC 83 doppio triodo	V_f = 12.6 V I_f = 0.15 A V_f = 6.3 V I_f = 0.3 A	Caratteristiche tipiche	V_a = 250 V V_g = —2 V	I_a = 1.2	S = 1.6 mA/V μ = 100 R_i = 62.5 KΩ
		Amplificatore B. F.	V_b = 250 V R_a = 0.22 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.48	V_o = 28 V_{eff} g = 66 d_{tot} = 3.4 %
EL 34 pentodo finale	V_f = 6.3 V I_f = 1.5 A	Amplificatore d'uscita classe A	V_a = 250 V V_{g2} = 265 V V_{g1} = —13.5 V	I_a = 100 I_{g2} = 15	S = 11 mA/V R_i = 15 kΩ R_a = 2 kΩ W_o = 11 W W_a = 25 W
		Amplificatore push-pull classe AB	V_b = 375 V R_{g2}*= 470 Ω R_k = 130 Ω	I_a min = 2 × 75 I_{g2} min = 2 × 11.5 I_a max = 2 × 95 I_{g2} max = 2 × 22.5	R_{aa} = 4 kΩ W_o = 37 W
		Amplificatore push-pull classe B	V_b = 425 V R_{g2}*= 1 kΩ V_{g1} = —38 V	I_a min = 2 × 30 I_{g2} min = 2 × 4.4 I_a max = 2 × 120 I_{g2} max = 2 × 25	R_{aa} = 3.4 kΩ W_o = 55 W
			V_b = 800 V V_{bg2}= 400 V V_{g1} = —39 V R_{g2}*= 750 Ω	I_a min = 2 × 25 I_{g2} min = 2 × 3 I_a max = 2 × 91 I_{g2} max = 2 × 19	R_{aa} = 11 kΩ W_o = 100 W
EL 84 pentodo finale	V_f = 6.3 V I_f = 0.76 A	Amplificatore d'uscita classe A	V_a = 250 V V_{g2} = 250 V V_{g1} = —7.3 V R_k = 135 Ω	I_a = 48.0 I_{g2} = 5.5	S = 11.3 mA/V R_i = 40 kΩ W_o = 5.7 W W_a = 12 W R_a = 5.2 kΩ
		Amplificatore push-pull classe AB	V_a = 300 V V_{g2} = 300 V R_k = 130 Ω	I_a min = 2 × 36 I_{g2} min = 2 × 4 I_a max = 2 × 46 I_{g2} max = 2 × 11	R_{aa} = 8 kΩ W_o = 17 W
		Amplificatore push-pull classe B	V_a = 300 V V_{g2} = 300 V V_{g1} = —14.7 V	I_a min = 2 × 7.5 I_{g2} min = 2 × 0.8 I_a max = 2 × 46 I_{g2} max = 2 × 11	R_{aa} = 8 kΩ W_o = 17 W
EZ 80 Raddrizzatore per due semionde	V_f = 6.3 V I_f = 0.6 A	Raddrizzatore	V_{tr} = 2 × 250 V 2 × 275 V 2 × 300 V 2 × 350 V	I_o = max 90 max 90 max 90 max 90	R_t = min 2 × 125 Ω min 2 × 175 Ω min 2 × 215 Ω min 2 × 300 Ω C_{filt} max = 50 μF
GZ 34 Raddrizzatore per due semionde	V_f = 5 V I_f = 1.9 A	Raddrizzatore	V_{tr} = 2 × 300 V 2 × 400 V 2 × 500 V 2 × 550 V	I_o = max 250 max 250 max 200 max 160	R_t = min 2 × 50 Ω min 2 × 100 Ω min 2 × 150 Ω min 2 × 175 Ω C_{filt} max = 60 μF

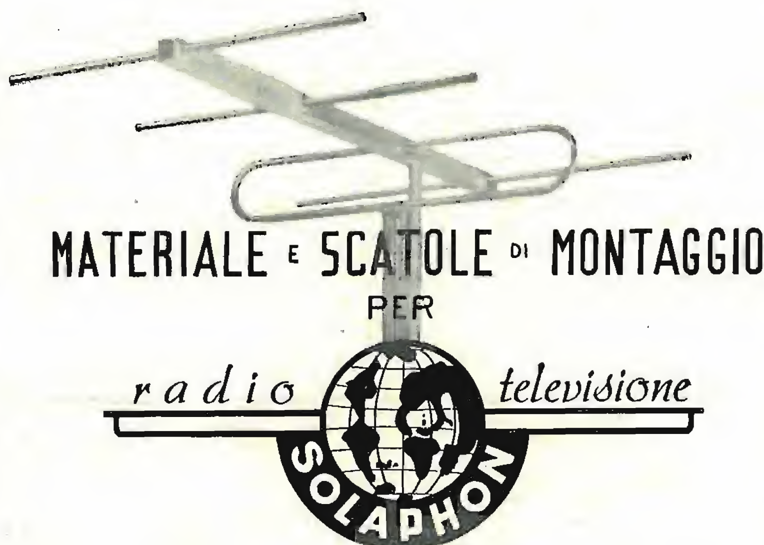
*) **Resistenza di griglia schermo comune.**

STOCK RADIO

Forniture all'ingrosso e al minuto per radiocostruttori

Via P. Castaldi n. 20 - MILANO - Telefono n. 279.831

Per la XXI Mostra Nazionale Radio Televisione, avvertiamo i clienti e gli interessati di aver allestito nella ns. sede di Via P. CASTALDI, 20 (interno), una interessante esposizione dei ns. prodotti.



Vi invitiamo, perciò, nel Vs. interesse, ad una gradita visita, così potremo informarVi dei prezzi eccezionali, illustrarVi alcuni nuovi prodotti e consegnarVi il nuovo listino prezzi e catalogo illustrato.
Con ossequi

STOCK RADIO



Laboratorio Terlano
della F. E. S.

Terlano (Bolzano)
Via G. Marconi, 45

TERMISTORI

per **Televisori**
per la **Radiotecnica**
per l' **Elettrotecnica**

Rappresentante per l'Italia:

Ing. KORILLER
Via Borgonuovo 4 - Milano - Telefono 63.13.18

TV radio TV

radio radio

LESA

"il sicuro funzionamento del potenziometro è indispensabile come quello del cuore ....."

LESA s.p.a. MILANO - VIA BERGAMO, 21 -

Apparecchiature per TV

Oscilloscopio a r. c. G40 della "UNA,,



Fig. 1 - Oscilloscopio G40 - UNA

Dati tecnici.

Amplificatore verticale:
risposta di frequenza: da 10 kc/s a 500 kc/s;
sensibilità di deflessione: 20 mVeff/cm;
rapporti di attenuazione: 1/1 - 1/10 - 1/100 - 1/1000;
massima tensione applicabile all'ingresso: 100 V c.a. sovrapposti a 500 V c.c.;
impedenza d'ingresso (con cavo e puntale): 1 M-ohm;
capacità d'ingresso (con cavo e puntale): 120 pF.
Attacco verticale diretto:
sensibilità di deflessione: 8 Veff/cm;
impedenza d'ingresso: 5 M-ohm;
capacità d'ingresso: 20 pF.
Amplificatore orizzontale:
risposta di frequenza: da 10 kc/s a 200 kc/s;
sensibilità di deflessione: 20 mVeff/cm;
massima tensione applicabile all'ingresso 100 V c.a. sovrapposti a 500 V c.c.;
impedenza d'ingresso: 1 M-ohm;
capacità d'ingresso: 15 pF.
Attacco orizzontale diretto:
sensibilità di deflessione: 10 Veff/cm;
impedenza d'ingresso: 5 M-ohm;
capacità d'ingresso: 20 pF.
Asse-tempi interno:
campo di frequenza: da 5 c/s a 30000 c/s.
Sincronizzazione:
tipo: interna, esterna, alla frequenza rete.
Asse Z (modulazione di intensità):
impedenza ai morsetti: 0,1 M-ohm.
Tensione di calibratura:
3 V da picco a picco.
Regolazione di fase:
è possibile regolare la fase della tensione a frequenza rete.
Alimentazione:
110 ÷ 280 V, 42 ÷ 60 c/s, 40 VA circa.
Tubi:
6X4 - EY51 - 12AU7 (3) - 6AU6 (2) - 6C4 - 3BP1.
Dimensioni:
210 × 310 × 350 mm.
Peso: 10 Kg.
Accessori in dotazione: cavo di alimentazione (tipo C1), cavo d'ingresso (C2), cavetto di massa (C4), puntalino (P27).
Accessori a richiesta: partitore 1 M-ohm (tipo P53), partitore 10 M-ohm (P54) filtro passa-basso (P55), demodulatore (P56).

Generalità.

Il moderno oscilloscopio a raggi catodici può essere considerato l'apparecchio elettronico di misura avente il numero più elevato di prestazioni, in conseguenza al numero stesso delle applicazioni, alla flessibilità d'impiego ed alla rapidità con la quale è possibile eseguire ed interpretare ogni misura. Si tratta in effetti di un apparecchio capace di analizzare, meglio di *visualizzare*, qualsiasi fenomeno elettrico o, più precisamente, qualunque fenomeno fisico traducibile in grandezza elettrica.

L'oscilloscopio può essere adoperato per valutare *tensioni, correnti, fasi, frequenze, forme d'onda, fenomeni, transistori* ed *intervalli di tempo*. Inoltre, accoppiato ad un opportuno trasduttore, vale a dire ad un organo capace di trasformare la grandezza da misurare in una corrispondente grandezza elettrica legata ad essa, può essere impiegato per analizzare un quasivoglia fenomeno fisico, meccanico, termico, magnetico, ecc.

L'avvento della televisione ha reso l'oscilloscopio assolutamente indispensabile per la taratura ed il controllo dei ricevitori. Esso consente infatti di esaminare le curve di risposta dei vari stadi e di eliminare le eventuali anormalità; è inoltre particolarmente utile per osservare le forme d'onda presenti negli stadi di sincronismo e di deflessione, per esaminare l'aspetto del segnale composto esistente all'ingresso del cinescopio e così via.

L'oscilloscopio G40 della "UNA", pur conservando il carattere di apparecchio universale, è stato progettato per soddisfare particolarmente le esigenze della tecnica televisiva; accoppiato ad un oscillatore modulato in frequenza (*sweep*) e ad un calibratore (*marker*) può essere usato per qualunque lavoro di ricerca, di collaudo e di allineamento richiesto dai televisori.

Particolarità dell'oscilloscopio G 40.

L'oscillopio G40 comprende quanto segue.

1) *L'alimentatore* con raddrizzatore ad onda intiera (bidiodo 6X4) per l'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo dei tubi.

2) *L'alimentatore* per il tubo a raggi catodici con diodo raddrizzatore EY51; fra il positivo di tale tensione, che è connesso a massa, ed il massimo valore negativo, è interposta una serie di partitori resistivi che provvedono ad alimentare i diversi elettrodi del tubo a raggi catodici. Si fa osservare inoltre che in questa catena si hanno il *regolatore di intensità* (variazione della tensione negativa di griglia 1 rispetto al catodo) e quello del *fuoco* (regolazione della tensione di griglia 3, positiva rispetto al catodo).

3) *L'amplificatore verticale*, costituito di tre stadi ed avente all'ingresso un attenuatore compensato ad impedenza costante che consente di avere quattro diverse sensibilità di entrata, con attenuazione di 20 dB passando da una posizione a quella successiva. Gli stadi riguardano, nell'ordine, un *trasferitore catodico* (triodo 6C4) che consente la regolazione fine di sensibilità su bassa impedenza, un *amplificatore di tensione* (pentodo 6AU6) ed uno stadio amplificatore con due triodi in controfase (12AU7). Particolare rilievo merita il fatto che lo stadio in controfase presenta, rispetto allo stadio singolo, diversi vantaggi, fra i quali il più rimarchevole nel nostro caso è la *riduzione della distorsione astigmatica* con la possibilità, conseguente, di avere una traccia uniformemente luminosa su tutta l'area dello schermo.

La risposta di frequenza dell'amplificatore verticale è particolarmente eccellente, specie per le tensioni rettangolari largamente adoperate nella tecnica televisiva.

4) *L'amplificatore orizzontale* ha una sensibilità uguale a quella dell'amplicatore verticale e comprende anch'esso uno stadio finale in controfase. L'ingresso può essere commutato: ai morsetti esterni, ad una tensione regolabile in fase a frequenza di linea ed all'uscita del generatore per l'asse dei tempi.

5) Il *generatore di tensioni triangolari* per la deflessione orizzontale con legge lineare (*asse dei tempi*), costitutio da un multivibratore asimmetrico ad accoppiamennto catodico con circuito d'integrazione all'uscita. La regolazione a scatti della frequenza è ottenuta commutando sia la capacità che determina la frequenza di oscillazione, sia la capacità di integrazione; la regolazione fine agisce su due potenziometri monocomandati, che variano opportunamente le costanti di tempo del circuito.

Il generatore per l'asse dei tempi può essere sincronizzato sulla frequenza di un segnale esterno. Sono previste tre diverse possibilità di sincronizzazione, vale a dire:

a) *sincronizzazione interna;* il segnale sincronizzante è ricavato dall'amplificatore verticale;

b) *sincronizzazione esterna;* il segnale sincronizzante è applicato all'esterno;

c) *sincronizzazione a frequenza rete* (« *linea* »); il segnale sincronizzante, regolabile in fase, ha la frequenza della rete a c.a.

Regolazioni manuali e morsetti di collegamento.

I comandi che si trovano sul pannello frontale dell'oscilloscopio G40, sono i seguenti:

intensità: potenziometro con interruttore per l'accensione dell'apparecchio e per la regolazione della luminosità della traccia;

fuoco: potenziometro per la messa a fuoco;

centr. vert. e *centr. orizz.*: potenziometri per spostare la traccia sia in senso verticale che in senso orizzontale;

asse-tempi: commutatore per la regolazione a scatti della frequenza del generatore asse-tempi;

amplif. vert.: potenziometro per la regolazione continua della sensibilità verticale;

asse-tempi-sincronizzaz.: commutatore a 5 posizioni corrispondenti, da sinistra a destra: I-I: asse-tempi interno, *sinc. interna*, I-E: asse-tempi interno, *sincronizzazione esterna*, I-~: asse tempi interno, sincronizzazione alla frequenza di rete;
~: asse-tempi a frequenza rete;
E: asse tempi esterno;
sincronizz.: potenziometro che regola l'ampiezza della tensione di sincronismo;
molt. vert.: commutatore per l'attenuatore a scatti dell'ampiezza verticale;
reg. fase: potenziometro che varia la fase della tensione a frequenza di rete, disponibile per la deviazione orizzontale e per la sincronizzazione;
amplif. orizz.: potenziometro per la regolazione della sensibilità orizzontale.

Si hanno inoltre sul pannello frontale sette morsetti riguardanti, nell'ordine:
ingr. vert.: spina coassiale per l'entrata dell'amplificatore verticale;
3 *V pp*: morsetto a cui è disponibile una tensione a frequenza di rete del valore di 3 V da picco a picco;
asse Z: morsetto d'ingresso per la modulazione d'intensità;
lampadina spia: rivela l'avvenuta accensione dell'oscilloscopio;
sincronizz.: morsetto d'ingresso per la sincronizzazione esterna;
morsetto di massa: collegato al telaio dell'apparecchio;
ingr. orizz.: morsetto d'ingresso all'amplificatore orizzontale.

Sul lato posteriore dell'apparecchhio si trovano il *cambio-tensioni* di linea, la *spina di alimentazione* ed i morsetti per il *collegamento diretto alle placchette di deflessione*. A questi ultimi si accede togliendo l'apposita targhetta; le connessioni riguardano: i morsetti 1-2 per le placchette di deflessione orizzontale ed i morsetti 4-5 per le placchette verticali. I ponticelli che si forniscono collegano i morsetti inferiori a quelli superiori e connettono le placchette ai rispettivi amplificatori. Per andare direttamente a tali placchette si tolgono i ponticelli e si perviene ai morsetti superiori per tramite di adeguati condensatori di blocco.

Si prosegue nel prossimo fascicolo in cui si espongono in dettaglio le più importanti applicazioni nel campo dei moderni ricevitori televisivi.







ANALIZZATORE ELETTRONICO

Mod. 130/S

Sonda per R. F. con tubo elettronico - Misura capacità da 10 PF a 4000 PF - Sonda per A. T. fino a 50000 V.

Per la misura del valore fra picco e picco di tensioni di forma qualsiasi da o,2 a 4200 V; del valore efficace di tensioni sinoidali da o,1 a 1500 V; di tensioni c. c. positive e negative da 0,1 a 1500 V; di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; di capacità da 10 pF a 4000 pF. Con la Testina R. F. le misure di valore efficace si estendono fino a 250 MHz.

MEGACICLIMETRO - Mod. 32/S

Taratura di frequenza ± 2 % - Portata: 2MHz ÷ 360 MHz generatore di barre

Per determinare frequenze di risonanze di circuiti accordati, antenne, linee di trasmissione, condensatori di fuga, bobine di arresto ecc. Per misure di induttanze e capacità. Può essere usato come generatore di segnali, marker, generatore per TV. Modulato al 100% con barre ecc.





MISURATORE DI CAMPO Mod. 105/S

Sensibilità da 5 μ V 50.000 μ V

Per la determinazione dell' antenna più adatta in ogni luogo, anche dove il campo è debolissimo. Per la determinazione dell'altezza e dell'orientamento delle antenne. Per la ricerca di riflessioni. Controllo dell'attenuazione delle discese, del funzionamento dei Booster di impianti multipli ecc.

OSCILLATORE MODULATO

Mod. 45/S - **Per Radio FM e TV**

Campo di frequenza: **150 kHz ÷ 225** in 7 gamme. Modulazione: interna a **400-800-1000** Hz - Barre orizzontali - Morsetti per modul. esterna e Barre verticali Uscita BF - Doppia schermatura - 2 attenuatori.

RICHIEDETE: BOLLETTINI DI INFORMAZIONI **MECRONIC**

MECRONIC - FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO
s. r. l.
MILANO - VIA GIORGIO JAN 5 (PORTA VENEZIA) TELEF. 221-617

La migliore riproduzione musicale la potrete ottenere dai radioricevitori

KOMET

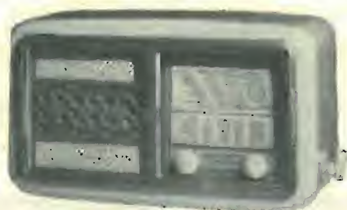
la marca di alta classe che soddisfa ogni esigenza



Mod. 521

Supereterodina 5 tubi, onde medie - onde corte - Gruppo AF a permeabilità variabile - Alimentazione da 110 a 220-Volt - CA - Mobile in plastica nei colori amaranto, nocciola, avorio. Dimensioni 25 x 15 x 11.

L. 18.100



Mod. K 522

Supereterodina a 5 tubi, 2 gamme e fono - Potenza d'uscita indistorta 2 Watt alimentazione da 110 a 220 Volt - Mobile in plastica avorio - Mascherina oro - Dimensioni 33 x 19 x 14.

L. 21.300



Mod. K 523

Supereterodina 5 tubi, 2 gamme e fono - Potenza d'uscita indistorta 3 Watt alimentazione da 110 a 220 Volt - Mobile di elegante rifinitura con frontale in plastica marrone e mascherina oro - Dimens. 50x28x19.

L. 24.600

Concessionaria esclusiva di vendita per l'Italia:

FAREF-RADIO

Milano - Via Volta N. 9 - Telefono 666.056

Sconti ai rivenditori - Listini a richiesta.

f.a.r.e.f • RADIO

Milano - Via Volta N. 9 - Telefono 666.056



Mod. LILYOM

Supereterodina portatile 5 valvole, 2 gamme d'onda, mobile in plastica avorio

Dimensioni: 25 × 15 × 12

L. 10.650



Mod. DEA

Supereterodina 5 valvole Rimlock - Serie E, 2 gamme d'onda e fono - Mobile di elegante rifinitura: con frontale in plastica marrone e mascherina avorio oppure verniciata oro. - Dimensioni: 42 × 24 × 20 Tavolino smontabile extra lusso in noce.

Dimensioni: 65 x 65 x 40

Complessivamente **L. 20.990**

RIVENDITORI! RADIOTECNICI! RADIORIPARATORI!

Visitate la nostra esposizione, presso la nuova sede di Via Volta 9 A cento metri dalla vecchia sede, tram 4 - 17 - 7 - 33 - 29 - 30 autobus 0 - 97

Autorizz. Trib. di Milano N. 2072 * Direttore Responsabile: GIUSEPPE TERMINI * Arti Grafiche A. Gorlini - Milano